МАССОВАЯ
РАДИО
БИБЛИОТЕКА

Основана в 1947 году

Выпуск 1075

Л. Н. БОЧАРОВ

ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Издание второе, переработанное и дополненное



МОСКВА «РАДИО И СВЯЗЬ» 1984

ББК 32.852.3
Б86
УДК 621.382.323

Бочаров Л. Н.

Б86 Полевые транзисторы. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1984. — 80 с., ил. (Массовая радиобиблиотека; Вып. 1075).

50 к.

Описаны устройство, принцип действия, основные характеристики и параметры полевых транзисторов отечественного производства. Рассмотрены вопросы, связанные с работой этих приборов в различных радиоэлектронных устройствах. Приведены таблицы параметров и усредненные статические характеристики основных типов полевых транзисторов, а также методика расчета различных элементов схем с числовыми примерами. Первое издание вышло в 1976 г. Настоящее издание дополнено сведениями о полевых транзисторах, освоенных промышленностью за истекший период.
Для подготовленных радиолюбителей.

Б $\frac{2403000000-065}{046(01)-84}$ **140-84**

ББК 32.852.3
6Ф0.32

РЕЦЕНЗЕНТ канд. техн. наук В. М. БОГАЧЕВ

Редакция литературы по электронной технике

Лев Николаевич Бочаров

ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Редактор *Н. Д. Федоров*
Редактор издательства *Н. В. Ефимова*
Обл. художника *В. Е. Карпова*
Художественный редактор *Н. С. Шеин*
Технический редактор *Л. А. Горшкова*
Корректор *Т. В. Покатова*

ИБ № 867

Сдано в набор 04.11.83 Подписано в печать 25.01.84
Т-03264 Формат 60×90/16 Бумага кн.-журн. Гарнитура литературная
Печать высокая Усл. печ. л. 5,0 Усл. кр.-отт. 5,25 Уч.-изд. л. 6,59 Тираж 60 000 экз.
Изд. № 19946 Зак. № 121 Цена 50 к.
Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

Московская типография № 5 ВГО «Союзучетиздат»
101000 Москва, ул. Кирова, д. 40

ПРЕДИСЛОВИЕ

Полевым транзистором называют полупроводниковый прибор, работа которого обусловлена потоком основных носителей, протекающим через проводящий канал и управляемым электрическим полем. Полевые транзисторы имеют ряд преимуществ перед биполярными транзисторами и электронными лампами. Эти полупроводниковые приборы в виде дискретных элементов и в составе интегральных микросхем находят широкое применение в различных радиолюбительских конструкциях. Предлагаемая читателям книга «Полевые транзисторы» является вторым исправленным и дополненным изданием книги того же названия («Энергия», 1976 г.). Здесь в доступной для радиолюбителей форме изложены краткие сведения из физики полупроводников, рассмотрены устройство и принцип действия полевых транзисторов, приведены их основные параметры и характеристики, даны рекомендации по практическому использованию полевых транзисторов в некоторых устройствах. Второе издание книги дополнено сведениями о полевых транзисторах, освоенных отечественной промышленностью за период с 1976 г., и сведениями об использовании полевых транзисторов в интегральных микросхемах. В остальной материал внесены исправления и уточнения в соответствии с современными представлениями о полевых транзисторах. Разумеется, что в небольшом объеме книги невозможно строго и полно рассмотреть все вопросы теории и применения полевых транзисторов. Поэтому автор вполне сознательно допускает ряд упрощений и сокращений, рассматривая только наиболее важные вопросы.

Отзывы и замечания по книге направляйте по адресу: 101000, Москва, Почтамт, а/я 693, издательство «Радио и связь», Массовая радиобиблиотека.

Автор

КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ ИЗ ФИЗИКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

Полупроводниковые вещества, используемые для создания транзисторов, имеют кристаллическую структуру. К таким веществам относятся четырехвалентные элементы: германий Ge, кремний Si, селен Se и некоторые химические соединения типа $A_{III}B_{V}$, $A_{II}B_{VI}$, где римскими цифрами указаны валентности химических элементов молекул сложных полупроводников (например, у арсенида галлия GaAs—Ga_{III}; As_{V}). Как известно, всякий кристалл характеризуется закономерным расположением взаимно связанных атомов или молекул, образующих так называемую кристаллическую решетку. На рис. 1,*а* идеальная

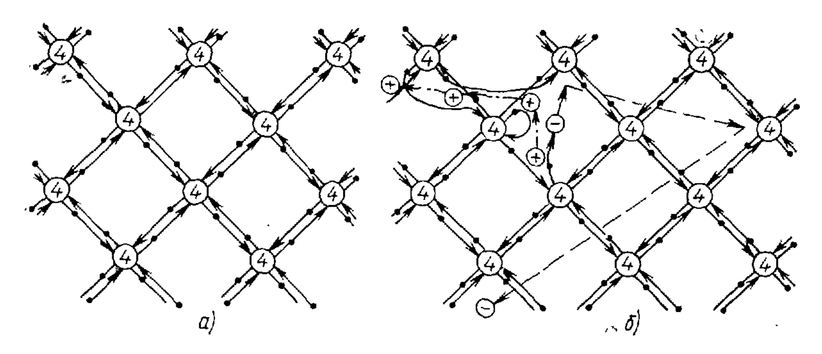


Рис. 1. Плоская модель кристаллической решетки алмазного типа:
а) при $T=0$ К; *б*) при $T>0$ К

кристаллическая решетка четырехвалентного элемента, обладающего полупроводниковыми свойствами, изображена в виде плоской (двумерной) модели. В таком кристалле каждый атом имеет четыре парноэлектронных, или ковалентных связей с четырьмя ближайшими атомами. Стрелки на рисунке символизируют собой общие валентные электроны соседних атомов. Таким образом, при образовании идеальной кристаллической решетки четыре валентных электрона каждого атома участвуют в создании единой структуры кристалла. Полупроводники, которые не содержат чужеродных атомов, называются *беспримесными* или *собственными полупроводниками.*

Чтобы в подобном кристалле мог протекать электрический ток, нужны свободные носители электрических зарядов, например электроны, потерявшие непосредственную связь с атомами. Для отрыва валентного электрона необходимо затратить определенную энергию, зависящую от силы связи электрона с атомом кристалла. Для различных полупроводников эта энергия оказывается различной. На энергетической (зонной) модели вещества она равна ширине так называемой запрещенной зоны, разделяющей валентную зону от расположенной выше зоны проводимости. Переброс электронов из валентной зоны в зону проводимости, т. е. освобождение их от связи с атомами, может происходить за счет тепла, воздействия сильного электрического поля, облучения и т. п. При

температуре, близкой к абсолютному нулю, хаотические колебательные движения атомов незначительны, но с увеличением температуры они становятся более интенсивными, что создает условия для разрывов отдельных валентных связей и появления в кристалле *электронов проводимости*. Эти электроны способны относительно свободно перемещаться в пространстве между атомами кристалла и участвовать в создании электрического тока. Количество электронов проводимости в единице объема называют концентрацией и обозначают n. С увеличением температуры концентрация электронов проводимости в собственном полупроводнике возрастает примерно по экспоненциальному закону.

Но электропроводность полупроводникового вещества создается не только электронами проводимости. При отрыве одного электрона, входящего в систему парноэлектронной связи двух соседних атомов, у них нарушается электрическая нейтральность, что эквивалентно появлению элементарного положительного заряда на месте разрушенной связи. Но место ушедшего валентного электрона может занять общий валентный электрон любых других атомов, тогда элементарный положительный заряд появится около этих атомов и т. д. (рис. 1,*б*). Этот, перемещающийся от атома к атому подвижный положительный элементарный заряд, образующийся в кристалле на месте разрушенной валентной связи, получил название *дырки*. Дырку (условно) можно рассматривать как частицу, являющуюся подвижным носителем элементарного положительного заряда $e=1{,}6\cdot10^{-19}$ Кл, способного участвовать в создании электрического тока в полупроводнике. В собственном полупроводнике число электронов проводимости и дырок, возникающих в результате разрушения валентных связей, оказывается одинаковым, поэтому

$$p_i=n_i, \qquad (1)$$

где p_i — концентрация дырок; n_i — концентрация электронов проводимости в собственном полупроводнике (индекс i от англ. intrinsic — собственный, внутренний). Равенство (1) свидетельствует о сохранении общей электрической нейтральности кристалла. При комнатной температуре $T=293$ К у кремния $n_i\approx\approx2\cdot10^{10}$ см$^{-3}$; у германия $n_i\approx2{,}5\cdot10^{13}$ см$^{-3}$.

Процесс образования в полупроводнике пар «электрон — дырка» называется *генерацией*. Если электрон проводимости и дырка образуются под действием теплового движения атома, то такой процесс называют *термогенерацией*. В кристалле одновременно протекает и обратный процесс — *рекомбинация*, когда электрон проводимости, встречаясь с дыркой, восстанавливает разрушенную валентную связь. При этом происходит исчезновение дырки, а электрон проводимости снова становится валентным. В стационарном состоянии оба процесса уравновешиваются. Таким образом, возникнув в процессе генерации, каждый из подвижных носителей существует («живет») в кристалле в течение некоторого промежутка времени. Среднее значение этого промежутка называется *временем жизни носителей* и обозначается для электронов τ_n, а для дырок τ_p. Оно определяется вероятностью встречи данного носителя заряда с носителем заряда противоположного знака. Для собственного полупроводника $\tau_n=\tau_p$.

В собственных полупроводниках Si, Ge, GaAs при комнатной температуре под действием тепла создается и поддерживается относительно невысокая концентрация электронов проводимости и дырок, поэтому *собственная удельная проводимость* этих материалов при указанном условии мала.

Введением в полупроводник соответствующей примеси, т. е. легированием, можно резко увеличить его электропроводность. Примесь обычно вводят с концентрацией $N = 10^{14}$—10^{17} см$^{-3}$, что существенно превышает концентрацию $n_i = p_i$. При такой концентрации примеси один примесный атом приходится на 10^6—10^8 атомов основного вещества, содержащего в 1 см^3 примерно 10^{23} атомов. Если в качестве примеси взять пятивалентный химический элемент, например мышьяк As, фосфор P, сурьму Sb и т. д., то пятивалентные атомы примеси, располагаясь в узлах кристаллической решетки основного вещества, обеспечивают (насыщают) четыре валентные связи, пятый же валентный электрон, являясь лишним в структуре ковалентных связей кристалла, оказывается относительно слабо связанным с соответствующим узлом (рис. 2,*а*). Поэтому под действием

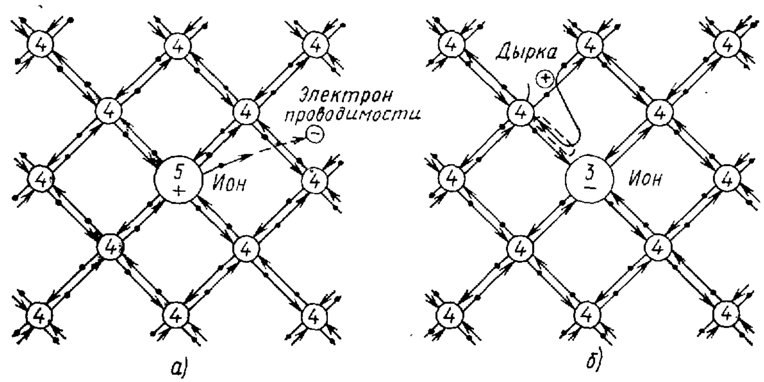


Рис. 2. Модель решетки примесного полупроводника:
а) электронного типа; *б*) дырочного типа

даже незначительного теплового колебания примесного атома этот электрон отрывается от него и становится электроном проводимости, а сам пятивалентный атом превращается в положительно заряженный ион, который из-за сильных валентных связей с соседними атомами не может свободно перемещаться по кристаллу и быть переносчиком электрического заряда. Однако в целом кристалл остается нейтральным, так как положительно заряженные ионы полностью уравновешиваются отрицательными зарядами электронов проводимости.

При введении такой примеси, получившей название *донорной*, концентрация электронов проводимости в кристалле возрастает и его электропроводность приобретает отчетливо выраженный электронный характер (электропроводность *n*-типа). В обычных температурных условиях практически все примесные атомы ионизируются, поэтому в равновесном состоянии полупроводника концентрация электронов проводимости примерно соответствует концентрации примеси:

$$n_n \approx N_d \gg n_i, \qquad (2)$$

где n_n — концентрация электронов проводимости в полупроводнике *n*-типа; N_d — концентрация донорной примеси.

Наряду с ионизацией доноров, поставляющих электроны проводимости, в кристалле происходит обычная термогенерация пар подвижных носителей зарядов: электронов проводимости и дырок. Но дырки в среде с повышенной концентрацией электронов проводимости интенсивно рекомбинируют с ними, поэтому их время жизни, а соответственно и их концентрация оказываются много

меньше, чем в собственном полупроводнике, т. е. $p_n \ll p_i$, где p_n — концентрация дырок в полупроводнике *n*-типа. Учитывая выражения (1) и (2), получаем соотношение $n_n \gg n_i = p_i \gg p_n$, из которого следует, что n_n обычно превышает p_n на несколько порядков. Электроны проводимости в полупроводнике *n*-типа принято называть *основными носителями заряда*, а дырки — *неосновными носителями заряда*. Установлено, что для каждого типа кристалла, находящегося в равновесном состоянии, произведение

$$n_n p_n = n_i p_i = n^2_i \qquad (3)$$

является величиной постоянной, не зависящей от концентрации примеси.

Если в качестве примеси взять трехвалентный химический элемент, например индий In, галлий Ga, алюминий Al, бор B и т. д., то трехвалентный атом, располагаясь в узле кристаллической решетки, сможет установить (обеспечить) лишь три ковалентные связи с соседними атомами (рис. 2,*б*). Отсутствующая четвертая валентная связь у трехвалентного атома, расположенного в узле кристаллической решетки, относительно легко (при $T>0$ K) может быть заполнена общим валентным электроном соседней пары атомов. Трехвалентный примесный атом, захвативший дополнительный (четвертый) валентный электрон, превращается в неподвижный отрицательно заряженный ион, а у соседней пары атомов, потерявших один валентный электрон, возникает дырка. В дальнейшем дырка под действием тепла, путем последовательного перемещения валентных электронов, начинает хаотически блуждать по всему кристаллу, становясь подвижным носителем положительного заряда.

При введении такой примеси, получившей название *акцепторной*, концентрация дырок в кристалле возрастает, и его электропроводность приобретает отчетливо выраженный дырочный характер (электропроводность *p*-типа). При обычных температурных условиях почти все примесные атомы ионизируются, поэтому

$$p_p \approx N_a \gg p_i, \qquad (4)$$

где N_a — концентрация акцепторной примеси; p_p — концентрация дырок в полупроводнике *p*-типа. В данном случае основными носителями заряда являются дырки, а неосновными — электроны проводимости, возникающие вследствие обычного процесса термогенерации. Эти электроны интенсивно рекомбинируют с дырками, поэтому их концентрация n_p оказывается много меньше концентрации n_i, следовательно, $n_p \ll n_i = p_i \ll p_p$. Для полупроводника *p*-типа выполняется соотношение, аналогичное равенству (3):

$$p_p n_p = n_i p_i = n^2_i = p^2_i. \qquad (5)$$

Следует заметить, что и в этом случае сохраняется общая электрическая нейтральность кристалла.

Электропроводность полупроводника, обусловленная примесями, получила название *примесной электропроводности*.

При введении в полупроводник примесей обоих типов его электропроводность определяется преобладающей примесью с концентрацией основных носителей, соответствующей некоторой *эквивалентной примеси* $N_э = |N_a - N_d|$. Такие полупроводники называются *компенсированными*.

Если в полупроводнике создать электрическое поле *E*, то наряду с хаотическим (тепловым) движением подвижных носителей зарядов в кристалле по-

явится упорядоченное движение (дрейф) электронов проводимости и дырок, т. е. возникает электрический ток, называемый *током проводимости*. Согласно сказанному, этот ток будет иметь электронную I_n и дырочную I_p составляющие. Электроны проводимости и дырки дрейфуют в противоположных направлениях, создавая электрически ток равный

$$I = I_n + I_p. \quad (6)$$

В вакууме под действием постоянного электрического поля E подвижные носители заряда движутся равноускоренно. Но в кристалле из-за частых случайных столкновений движущихся носителей заряда с атомами их дрейф происходит с некоторой постоянной скоростью v, которая при относительно слабых электрических полях прямо пропорциональна напряженности электрического поля. Так, для электронов проводимости

$$v_n = \mu_n E, \quad (7)$$

где μ_n — коэффициент пропорциональности, называемый *подвижностью электронов*. Он численно равен средней скорости, приобретаемый электронами проводимости в кристалле при единичной напряженности электрического поля $E = 1$ В/см. Для кремния при комнатной температуре $\mu_n = 1350$ см²/В·с (для германия $\mu_n = 3900$ см²/В·с).

Однако при очень больших напряженностях электрического поля, превышающих определенное критическое значение $E > E_{кр\ n}$, увеличение скорости дрейфа сначала замедляется, а затем при $E \geqslant (4 \div 5) E_{кр\ n}$ практически полностью прекращается, и дрейфовая скорость ограничивается некоторой предельной величиной $v_{n\ max}$. Это происходит из-за увеличения частоты столкновений движущихся носителей заряда с атомами кристалла и уменьшения пролетного времени, в течение которого они ускоряются сильным электрическим полем E, что и объясняет (в упрощенной форме) ограничение скорости дрейфа.

На рис. 3 приведена примерная зависимость $v_n = \varphi(E)$ для кремния: $E_{кр\ n} = 2{,}5$ кВ/см, $v_{n\ max} = 8{,}5 \cdot 10^6$ см/с (для германия $E_{кр\ n} = 0{,}9$ кВ/см, $v_{n\ max} = 6{,}5 \cdot 10^6$ см/с).

Аналогичные процессы происходят и при дрейфе дырок, но их подвижность (при прочих равных условиях) оказывается меньше подвижности электронов и составляет для кремния $\mu_p = 430$ см²/В·с (для германия $\mu_p = 1900$ см²/В·с). Соответственно для кремния $E_{кр\ p} = 7{,}5$ кВ/см, $v_{p\ max} = 5{,}0 \cdot 10^6$ см/с (для германия $E_{кр\ p} = 1{,}4$ кВ/см, $v_{p\ max} = 6{,}0 \cdot 10^6$ см/с).

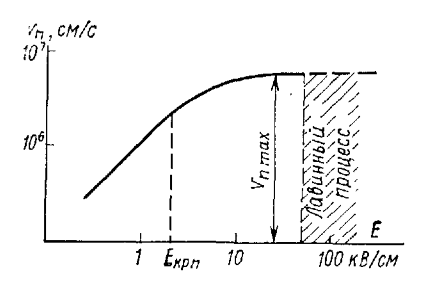


Рис. 3. Зависимость скорости дрейфа электронов проводимости от напряженности электрического поля для кремния

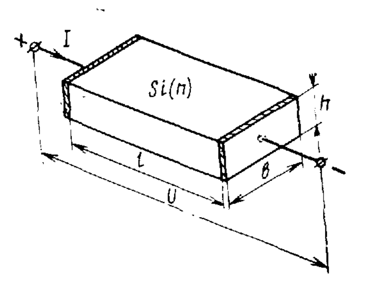


Рис. 4. Полупроводниковый стержень с **омическими контактами**

При относительно низких температурах подвижности μ_n и μ_p уменьшаются с увеличением концентрации примеси, так как столкновения подвижных носителей заряда при оговоренном условии происходят в основном с ионизированными донорами или акцепторами. В обычных температурных условиях с увеличением температуры подвижности μ_n и μ_p уменьшаются из-за более частых столкновений подвижных носителей заряда с атомами кристалла.

Проводимость полупроводникового стержня между омическими (невыпрямляющими) контактами, с размерами l, b, h и площадью сечения $s=bh$, указанными на рис. 4, оказывается равной

$$G_n=\frac{I}{U}=\frac{sj}{lE}=\frac{hb(j_n+j_p)}{lE}=\frac{hb}{lE}(en_nv_n+ep_nv_p),$$

где $j_n=en_nv_n$ и $j_p=ep_nv_p$ — соответственно плотность электронного и дырочного токов проводимости полупроводника n-типа. Так как в полупроводнике n-типа концентрация дырок p_n ничтожно мала в сравнении с n_n, то дырочной составляющей тока I_p можно пренебречь, поэтому

$$G_n\approx\frac{hb}{lE}en_nv_n\approx\frac{hb}{lE}eN_d\mu_nE\approx\frac{hb}{l}g_n, \qquad (8)$$

где $g_n=en_n\mu_n\approx eN_d\mu_n$ — *удельная проводимость примесного полупроводника* n-типа с концентрацией донорной примеси N_d.

Так как при $E\geqslant(4\div5)E_{\text{кр }n}$ скорость дрейфа электронов проводимости становится практически постоянной $v_{n\,\max}=8{,}5\cdot10^6$ см/с, то плотность электронного тока, достигнув значения насыщения, не может превысить величины $j_{n\,\max}=en_nv_{n\,\max}$. При этом удельная проводимость полупроводникового стерж-

$$g_n=en_n\mu_n\approx eN_dv_{n\max}/E \qquad (9)$$

начинает изменяться обратно пропорционально напряженности электрического поля. Переход к насыщенному состоянию осуществляется не скачком, а постепенно (см. рис. 3). При $E>60$ кВ/см возникает электрический пробой полупроводникового вещества, вызванный ударным возбуждением атомов подвижными носителями заряда, которые под действием сильного электрического поля между очередными столкновениями приобретают кинетическую энергию, достаточную для разрушения валентных связей, равную W, атомов кристалла: $w=el_{\text{ср}}E\geqslant W$, где $l_{\text{ср}}$ — средняя длина свободного пробега подвижных носителей заряда. Это приводит к лавинному умножению числа подвижных носителей заряда обоих знаков и соответственно к резкому увеличению удельной проводимости полупроводникового вещества.

КОНТАКТНЫЕ ЯВЛЕНИЯ В ПОЛУПРОВОДНИКАХ

Контактные явления на границе двух полупроводниковых сред с различным типом электропроводности широко используются в полупроводниковой электронике. Рассмотрим общий случай, когда контактирующие полупроводниковые области имеют неодинаковую концентрацию основных носителей заряда. На рис. 5,*а* условно показан кристалл, в котором правая часть объема имеет электронную, а левая — дырочную электропроводность с очень резкой (четкой) границей, разделяющей области с акцепторной и донорной примесями при условии $N_a>N_d$. В приконтактных областях полупроводниковых сред происходит диффу-

зионное перемещение подвижных носителей зарядов. Дырки диффундируют из p-области, где их много, в n-область, где их относительно мало, а электроны проводимости, наоборот, из n-области в p-область. Таким образом, через границу раздела разнотипных полупроводниковых сред течет ток диффузии $I_{диф}=I_{диф\ n}+I_{диф\ p}$, направление которого совпадает с направлением движения положительных зарядов, т. е. с направлением диффузии дырок. Если бы дырки и электроны проводимости были нейтральными частицами, то диффузия в конечном итоге привела бы к полному выравниванию концентрации дырок и соответственно концентрации электронов проводимости по всему объему кристалла. Но дырки и электроны несут противоположные заряды, поэтому вызванное диффузией перераспределение зарядов приводит к образованию в граничной области *контактного напряжения* $U_{кон}=(0,4\div0,7)$ В (рис. 5,*б*), которое затрудняет их встречное диффузионное перемещение и предотвращает выравнивание концентрации дырок и электронов проводимости по всему объему кристалла.

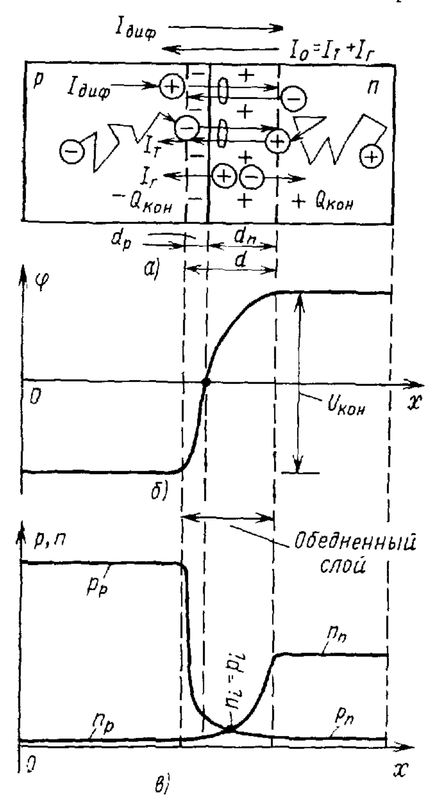


Рис. 5. Электрический переход типа p—n без внешнего напряжения:
а) **кристалл;** *б*) **распределение потенциала;** *в*) **распределение концентрации подвижных носителей заряда**

Основные носители заряда при встречной диффузии усиленно рекомбинируют вблизи границы соприкосновения разнотипных полупровоодниковых сред. Это приводит к образованию в области контакта некоторого слоя, обедненного подвижными носителями заряда, который обладает относительно малой удельной проводимостью (как у собственного полупроводника) и называемого *обедненным слоем*. На рис. 5,*в* показано распределение концентрации подвижных носителей заряда вдоль кристалла. Интенсивная рекомбинация электронов проводимости и дырок в обедненном слое приводит к проявлению в границах этого слоя нескомпенсированных пространственных зарядов ионизированных акцепторов и доноров. Знаком «+» на рис. 5,*а* обозначен пространственный заряд доноров, а знаком «—» — пространственный заряд акцепторов. Эти равные по абсолютной величине неподвижные заряды противоположных знаков и создают контактное напряжение и электрическое поле в обедненном слое. Сам обедненный слой, образующийся на границе двух полупроводниковых сред с различным типом электропроводности, называют *электронно-дырочным переходом* или сокращенно *p—n-переходом*.

Возникшее контактное напряжение в p—n-переходе затрудняет диффузию основных носителей, но создает благоприятные условия для перехода неосновных носителей из одной области в другую. Так, некоторые электроны проводи-

мости полупроводника p-типа, совершая беспорядочное тепловое движение, подходят к границе обедненного слоя, где их захватывает ускоряющее электрическое поле, и они переходят в n-область. То же самое происходит с дырками полупроводника n-типа, которые аналогичным способом переходят в p-область (рис. 5,*а*). Этот ток называют *тепловым током* $I_т = I_{тp} + I_{тn}$. При конечной толщине обедненного слоя в нем возникает еще и *ток термогенерации* $I_г = I_{гp} + I_{гn}$, создаваемый генерирующими парами «электрон-дырка». При этом все возникающие в обедненном слое дырки под действием электрического поля дрейфуют в направлении n-области, а все электроны проводимости — в направлении p-области (рис. 5,*а*). Токи $I_т$ и $I_г$ совпадают по направлению; их сумму обозначают $I_0 = I_т + I_г$. Так как концентрация неосновных носителей чрезвычайно мала, а в тонком p—n-переходе в единицу времени генерируется относительно небольшое число пар «электрон — дырка», ток I_0 оказывается незначительным. Токи $I_{диф}$ и I_0 противоположны по направлению, поэтому ток p—n-перехода оказывается равным $I_{p-n} = I_{диф} — I_0$. В динамическом равновесии контактное напряжение затрудняет диффузионный переход основных носителей настолько, что ток диффузии становится равным по абсолютному значению очень малому току I_0. В этом случае ток p—n-перехода оказывается равным нулю: $I_{p-n} = I_{диф} — I_0 = I_0 — I_0 = 0$.

При прочих равных условиях средняя глубина проникновения дырок, диффундирующих в n-область, тем больше, чем меньше там концентрация электронов проводимости. Это объясняется большим временем жизни дырок в этой области. То же самое утверждение справедливо и для средней глубины проникновения электронов проводимости, диффундирующих в p-область. Таким образом толщина p—n-перехода оказывается зависимой от концентрации примесей в p- и n-областях:

$$d = d_p + d_n = \sqrt{\frac{2\varepsilon_0\varepsilon_r U_{кон}}{e}\left(\frac{1}{N_d} + \frac{1}{N_a}\right)}, \qquad (10)$$

где d_p — толщина, занимаемая обедненным слоем в p-области; d_n — толщина, занимаемая обедненным слоем в n-области; $\varepsilon_0 = 8{,}85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м — электрическая постоянная; ε_r — относительная диэлектрическая проницаемость кристалла (для кремния равна 12), в дальнейшем $\varepsilon_0\varepsilon_r = \varepsilon$ — диэлектрическая проницаемость кристалла; e — элементарный заряд; $N_d \approx n_n$, $N_a \approx p_p$ — концентрация донорной и акцепторной примесей.

При резко несимметричном p—n-переходе, когда концентрация примеси в одной из областей на 2—3 порядка больше, чем в другой, обедненный слой практически располагается в области с малой концентрацией примеси. Например, при $N_a \approx p_p \gg N_d \approx n_n$

$$d \approx d_n = \sqrt{(2\varepsilon U_{кон})/eN_d} = \sqrt{a_n U_{кон}}. \qquad (11)$$

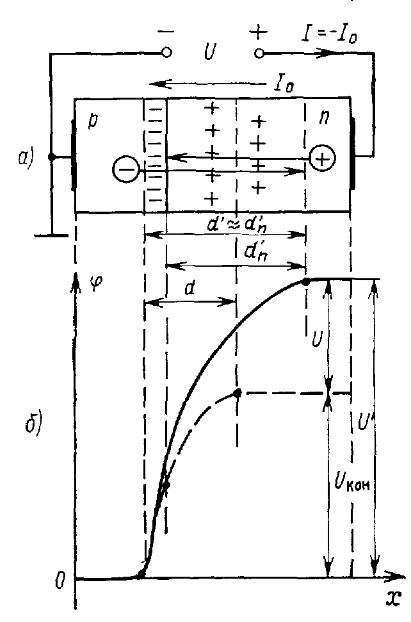
В равенстве (11) отношение $2\varepsilon/(eN_d)$ обозначено через a_n.

Если к p—n-переходу подвести внешнее напряжение U, совпадающее с полярностью контактного напряжения, то это приведет к увеличению выделяющегося на нем напряжения $U' = U_{кон} + |U|$ (рис. 6). Даже при незначительном увеличении потенциального барьера U' по сравнению с $U_{кон}$ диффузионный переход основных носителей заряда затрудняется настолько, что ток диффузии $I_{диф}$ практически обращается в нуль, и результирующий ток p—n-перехода оказывается равным относительно малому *обратному току*: $I_{p-n} = I_{диф} — I_0 \approx —I_0$.

Возрастание потенциального барьера сопровождается некоторым увеличением толщины p—n-перехода. Это происходит в соответствии с формулой (10) или (11), в которой $U_{кон}$ следует заменить на U'. При резко несимметричном p—n-переходе увеличение его толщины осуществляется в основном за счет области с малой концентрацией примеси (см. рис. 6):

$$d' \approx d'_n \approx \sqrt{a_n U'} \approx \sqrt{a_n (U_{кон} + |U|)}. \quad (12)$$

В дальнейшем напряжения такого направления будут считаться *обратными* ($U < 0$), а сам p—n-переход — *обратно включенным.*



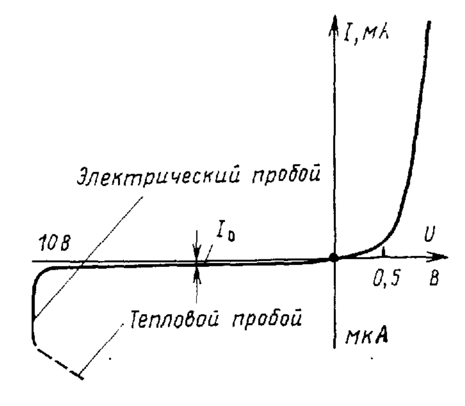


Рис. 7. Типовая вольт-амперная характеристика p—n-перехода

←
Рис. 6. Обратное включение (смещение) p—n-перехода:
а) кристалл; б) распределение потенциала

Если к p—n-переходу подвести *прямое напряжение* $U > 0$ *(прямо включенный p—n-переход)*, то это приведет к снижению потенциального барьера $U' = U_{кон} - U$ и к уменьшению толщины самого p—n-перехода. Уменьшение U', т. е. снижение потенциального барьера, облегчает диффузионный переход основных носителей заряда, и ток диффузии увеличивается. Установлено, что это происходит по экспоненциальному закону:

$$I_{диф} = I_0 \exp[eU/kT] \approx I_0 \exp[39U], \quad (13)$$

где $\exp[39U] = e^{39U}$ — обозначение экспоненциальной зависимости ($e = 2{,}718...$ — основание натуральных логарифмов); U — внешнее напряжение (если напряжение прямое, то $U > 0$, если обратное, то $U < 0$); $e/kT \approx 39$ В$^{-1}$ (при комнатной температуре).

Следовательно, общий ток p—n-перехода оказывается равным

$$I_{p-n} = I_{диф} - I_0 = I_0 \{\exp[39U] - 1\}. \quad (14)$$

Из формулы (14) следует, что p—n-переход представляет собой *электрический выпрямляющий контакт*, обладающий резко выраженной односторонней проводимостью: экспоненциальный член $\exp[39U]$ быстро увеличивается с увеличени-

ем прямого напряжения, поэтому $I_{p-n} \approx I_{диф} \gg I_0$, и быстро обращается в нуль при увеличении обратного напряжения ($U<0$), так что $I_{p-n} \approx -I_0$. Следует заметить, что в реальном диоде ток I_0 оказывается зависимым от обратного напряжения: во-первых, несколько возрастает ток $I_г$ из-за увеличения толщины d', т. е. объема обедненного слоя, в котором генерируется большее число пар носителей, создающих этот ток; во-вторых, к обратному току добавляется обычный ток утечки $I_у$, подчиняющийся закону Ома; и наконец, если обратное напряжение достигнет некоторого критического уровня, возникает электрический (лавинный) пробой и обратный ток p—n-перехода резко возрастает. При недостаточно эффективном отводе джоулева тепла возможен и тепловой пробой, разрушающий (сжигающий) кристалл. На рис. 7 приведена типовая вольт-амперная характеристика p—n-перехода $I_{p-n} = \varphi(U)$, из которой следует, что такой переход обладает малым прямым и относительно большим обратным сопротивлением (до возникновения одного из видов пробоя).

Согласно формуле (12) изменение внешнего напряжения приводит к изменению толщины p—n-перехода. При этом в обедненном слое соответственно меняется и сам пространственный заряд нескомпенсированных акцепторов и доноров, что эквивалентно действию некоторой емкости, получившей название *барьерной* или *зарядной*. Эту емкость можно определить по формуле для емкости плоского конденсатора:

$$C_{бар} = \varepsilon s_{p-n}/d', \text{ Ф}, \tag{15}$$

где s_{p-n} — площадь p—n-перехода, м^2; d' — его толщина, м.

Кроме резких (четких) p—n-переходов находят применение также плавные p—n-переходы, у которых осуществлен плавный переход от одного типа примеси к другому на промежутке, сравнимом с толщиной самого обедненного слоя. Отличаясь от резких p—n-переходов числовыми значениями некоторых электрических параметров, плавные p—n-переходы обладают теми же свойствами. Как правило, их выполняют несимметричными.

Электрические свойства p—n-переходов широко используют в полупроводниковой электронике. На их основе создают самые различные полупроводниковые приборы, в том числе и некоторые типы полевых транзисторов.

Явления, возникающие в поверхностном слое полупроводника при воздействии на него электрического поля, лежат в основе принципа действия некоторых полевых транзисторов. Для рассмотрения этих явлений воспользуемся моделью, представленной на рис. 8,*а*, состоящей из металлической и полупроводниковой пластин, разделенных слоем идеального диэлектрика (вакуума) толщиной d.

При указанной на рис. 8,*а* (случай *1*) полярности источника металл заряжается положительно, а полупроводник n-типа — отрицательно. Положительные заряды сосредоточиваются на рабочей поверхности металлической пластины, отрицательные — распределяются в поверхностном слое полупроводника. Электрическое поле, однородное в вакууме $E \approx U/d$, при проникновении в среду с $\varepsilon_r > 1$ претерпевает разрыв на границе вакуум — полупроводник $E \approx U/d\varepsilon_r$ и внутри полупроводника довольно быстро, примерно по экспоненциальному закону, убывает до нуля (рис. 8,*б*, случай *1*). Плотность индуцированного отрицательного заряда в поверхностном слое полупроводника в направлении x также убывает примерно по экспоненциальному закону. Накопление отрицательного заряда в поверхностном слое полупроводника n-типа происходит в основном за счет притягивания к нему основных носителей зарядов (электронов проводимости), при

этом концентрация дырок (неосновных носителей заряда) соответственно уменьшается (рис. 8,*в*, случай *1*). Если в поверхностном слое полупроводника создается избыток основных носителей зарядов, то говорят об образовании *обогащенного слоя*, удельная проводимость которого соответственно увеличивается.

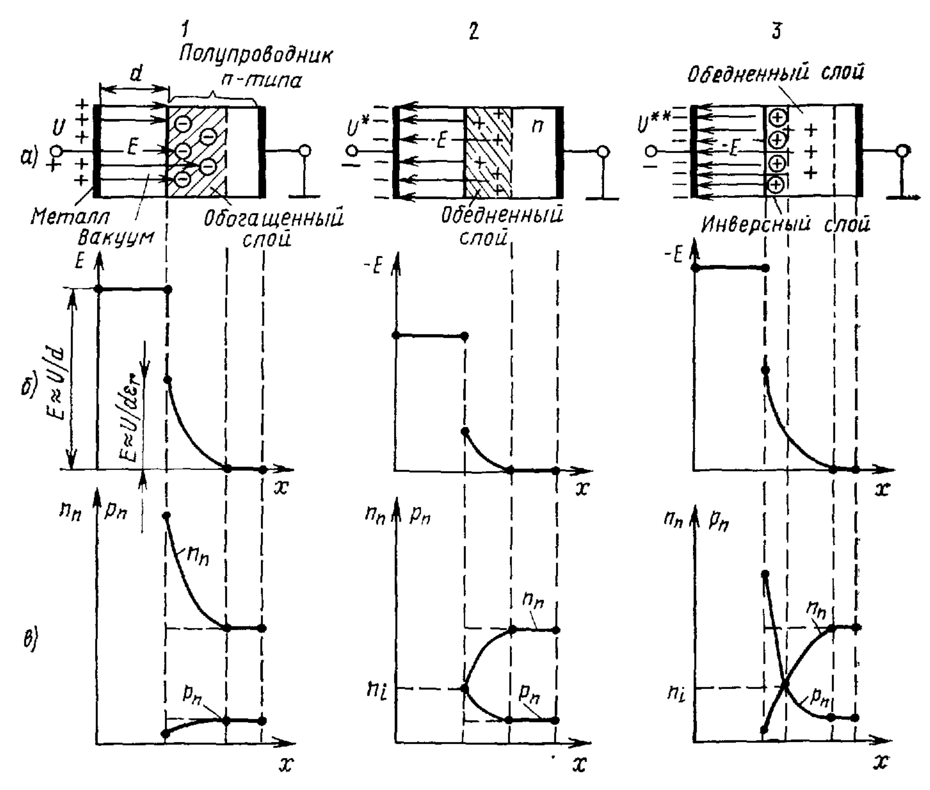


Рис. 8. Воздействие электрического поля на полупроводник *n*-типа:
1 — образование обогащенного слоя; *2* — образование обедненного слоя; *3* — образование инверсного слоя

На рис. 8 (случай *2*) рассмотрено воздействие на ту же модель некоторого отрицательного напряжения U^*. Электрическое поле обратного направления приводит к отталкиванию от поверхности полупроводника *n*-типа основных носителей заряда (электронов проводимости) и наведению в поверхностном слое распределенного положительного заряда, создаваемого в основном нескомпенсированными зарядами доноров. Если в поверхностном слое полупроводника создается недостаток основных носителей, то говорят об образовании *обедненного слоя*, удельная проводимость которого уменьшается. Следует заметить, что в обедненном слое с уменьшением концентрации основных носителей заряда пропорционально увеличивается концентрация неосновных носителей заряда, что непосредственно следует из соотношения (3), на основании которого получаем равенство $p_n(x) = n^2_i/n_n(x)$ (рис. 8,*в*, случай *2*).

При увеличении отрицательного напряжения $|U^{**}| > |U^*|$ (рис. 8,*а*, случай *3*) распределенный положительный заряд в поверхностном слое полупроводника

n-типа увеличивается. Теперь это происходит в основном за счет притягивания неосновных носителей заряда (дырок), концентрация которых у самой поверхности при определенной величине U^{**} может стать больше концентрации электронов проводимости, что приводит к смене типа электропроводности в этом слое (рис. 8,*в*, случай *3*). Такой слой называют *инверсным слоем*; его удельная проводимость и толщина возрастают с увеличением отрицательного напряжения U^{**}.

Удельная проводимость инверсного слоя в направлении x быстро убывает до значения, равного собственной удельной проводимости кристалла. За инверсным слоем следует обедненный слой, удельная проводимость которого постепенно возрастает от собственной удельной проводимости кристалла до удельной проводимости полупроводника *n*-типа. Таким образом, возникший низкоомный инверсный слой с одной стороны ограничивается поверхностью полупроводника, а с другой — обедненным слоем с относительно большим удельным сопротивлением. Обедненный слой, изолирующий дырочный инверсный слой от полупроводника *n*-типа (подложки), можно рассматривать как *p*—*n*-переход, который возникает на границе двух полупроводниковых сред с различным типом электропроводности.

Все сказанное относительно полупроводника *n*-типа в полной мере справедливо и для полупроводника *p*-типа, при условии смены полярности внешнего напряжения U и с учетом того, что основными носителями заряда в полупроводнике *p*-типа являются дырки, а неосновными — электроны проводимости.

В модели, представленной на рис. 8, не учитывались возможные контактные явления на границе разнородных материалов, составляющих структуру диэлектрик — полупроводник. В используемой на практике структуре диэлектрик — полупроводник в веществе диэлектрика на границе раздела с полупроводником возникает распределенный положительный заряд так называемых *поверхностных состояний* $Q_{п.с}$, образуемый ионизированными атомами (молекулами) диэлектрика, лишенными одного или нескольких валентных электронов (рис. 9,*а*). Эти элект-

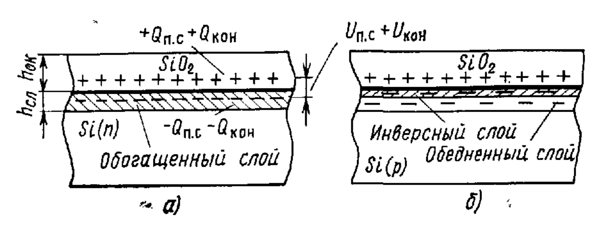


Рис. 9. Контактные явления на границе диэлектрика с полупроводником *n*-типа (*а*) и *p*-типа (*б*)

роны переходят в поверхностный слой полупроводника, создавая там заряд электронов проводимости, равный — $Q_{п.с}$. При создании полевых транзисторов в качестве диэлектрика обычно используется двуокись кремния SiO_2, а в качестве полупроводника — кремний Si *n*- или *p*-типа. Влияние поверхностных состояний в структуре SiO_2—Si приводит к образованию в месте контакта некоторой разности потенциалов $U_{п.с}=1\div2$ В.

Дополнительное увеличение зарядов в приконтактных областях происходит также из-за различия потенциалов выхода электронов у диэлектрика и полупроводника. Потенциалом выхода называют потенциальный барьер, который вынужден преодолевать электрон, удаляемый из вещества. Так, для двуокиси кремния потенциал выхода электрона составляет $\varphi_{SiO_2}\approx4,4$ В, а для слабо легиро-

ванного кремния $\varphi_{Si(n)} \approx \varphi_{Si(p)} \approx \varphi_{Si} \approx 4{,}8$ В. Это означает, что электроны легче покидают двуокись кремния, чем слабо легированный кремний. В результате происходит дополнительный переход части валентных электронов из диэлектрика в поверхностный слой полупроводника, который таким образом приобретает дополнительный отрицательный заряд — $Q_{кон}$, обусловливающий контактную разность потенциалов $U_{кон} = \varphi_{Si} - \varphi_{SiO_2} \approx 0{,}4$ В. Следовательно, общее контактное напряжение между диэлектриком и полупроводником оказывается примерно равным $U_{п.с} + U_{кон} = (1 \div 2) + 0{,}4 = 1{,}4 \div 2{,}4$ В (среднее значение 1,9 В).

При контакте диэлектрика с полупроводником p-типа индуцируемый в нем отрицательный заряд $-(Q_{п.с} + Q_{кон})$ обычно приводит к образованию не только обедненного, но даже и инверсного поверхностного слоя (рис. 9,*б*).

Контакты «металл — полупроводник» используются практически во всех полупроводниковых приборах. Рассмотрим контактные явления на границе металла с полупроводником n-типа. Из-за различия потенциалов выхода электронов из металла и полупроводника в месте соприкосновения возникает контактное напряжение $\varphi_п - \varphi_м = U_{кон}$.

Если $\varphi_м < \varphi_п$, то в начальный момент создания контакта осуществляется преимущественный переход электронов из металла в полупроводник. Металл заряжается положительно (заряды сосредоточиваются непосредственно на соприкасающейся поверхности металла). Перешедшие в полупроводник электроны заряжают его отрицательно, создавая в приконтактной области полупроводника обогащенный слой с очень малым удельным сопротивлением (рис. 10,*а*).

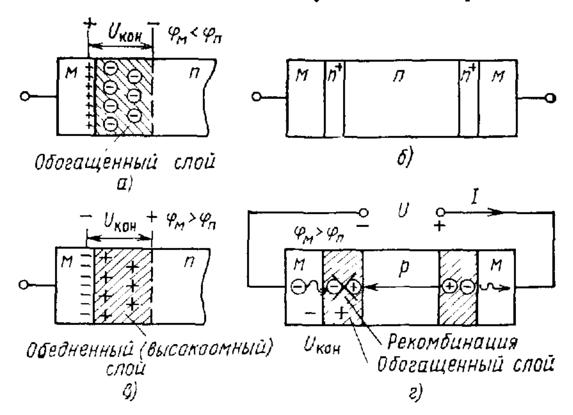


Рис. 10. Контактные структуры металла с полупроводником

Перераспределение зарядов создает контактное напряжение, затрудняющее переход электронов из металла в полупроводник, что приводит к установлению динамического равновесия во встречных взаимопереходах электронов, совершаемых под действием тепла.

Если к металлу относительно полупроводника приложить отрицательное напряжение, то облегчается переход электронов из металла в полупроводник, если положительное, — то облегчается переход электронов проводимости из полупроводника в металл. В обоих случаях возникает электрический ток, значение которого определится приложенным напряжением и суммарным омическим сопротивлением металла, обогащенного слоя и полупроводника. Такой электриче-

ский контакт, обладающий линейными свойствами для обоих направлений тока, называется *невыпрямляющим* или *омическим*. Лучшими линейными свойствами обладают контакты металла с низкоомным сильно легированным полупроводником, поэтому на практике такие контакты выполняют с промежуточным слоем полупроводника, имеющим повышенную концентрацию основных носителей заряда n^+ (рис. 10,*б*).

Если использовать материалы с $\varphi_м > \varphi_п$, то металл заряжается отрицательно электронами проводимости, перешедшими из приконтактной области полупроводника. При этом в полупроводнике образуется обедненный (высокоомный) слой, заряжающийся положительно нескомпенсированными зарядами доноров (рис. 10,*в*). Такой электрический контакт обладает резко выраженной односторонней проводимостью как *p—n*-переход, т. е. является нелинейным или выпрямляющим контактом.

Если к металлу относительно полупроводника приложить отрицательное напряжение, то обедненный (высокоомный) слой будет расширяться, препятствуя переходу электронов из металла в полупроводник. При другой полярности внешнего напряжения (плюс на металле, минус на полупроводнике) обедненный слой сужается (в пределе до исчезновения), что и создает условия для относительно свободного перехода электронов проводимости из полупроводника в металл. В отличие от непроводящего, это направление является проводящим. По имени ученого, исследовавшего явления на границе металл — полупроводник, электрические переходы такого типа получили название *переходов* или *барьеров Шотки*.

Для получения омического контакта с полупроводником *p*-типа берут металл с $\varphi_м > \varphi_п$ (рис. 10,*г*). При этом часть валентных электронов полупроводника *p*-типа из приконтактной области переходит в металл, в результате чего в приконтактной области полупроводника образуется обогащенный (дырками) слой, а на границе соприкосновения двух сред возникает контактное напряжение $U_{кон}$ (минус у металла, плюс у полупроводника). Если к металлу приложить отрицательное напряжение относительно полупроводника, то электроны из металла будут переходить в полупроводник и занимать место недостающих валентных электронов, т. е. рекомбинировать с дырками. Убыль дырок в обогащенном слое вызовет их приток из полупроводника. Если к металлу приложить положительное напряжение относительно полупроводника, то валентные электроны из обогащенного слоя будут переходить в металл, а образующиеся при этом дырки из обогащенного слоя уходить в полупроводник. На рис. 10,*г* символически показан механизм прохождения электрического тока через омические контакты в замкнутой электрической цепи с полупроводником *p*-типа. Для улучшения линейности таких контактов их обычно осуществляют с промежуточным слоем полупроводника, обладающим высокой концентрацией основных носителей заряда p^+. Для получения барьера Шотки в структуре металл — полупроводник *p*-типа следует взять материалы с $\varphi_м < \varphi_п$.

В полупроводниковой технике с помощью омических контактов осуществляют выводы от полупроводников (см. рис. 4) и созданных на их основе различных полупроводниковых структур (см. рис. 6,*а*), Для изготовления омических контактов наиболее часто используют олово, алюминий, золото. Добавление к ним той или иной примеси позволяет получить омический контакт с полупроводниками обоих типов. Свойства барьера Шотки используются для создания различных полупроводниковых приборов, в том числе и некоторых типов полевых транзисторов.

ПОЛЕВОЙ ТРАНЗИСТОР С УПРАВЛЯЮЩИМ p—n-ПЕРЕХОДОМ

Простейший полевой транзистор с управляющим p—n-переходом представляет собой тонкую пластину полупроводникового материала (обычно кремния) с одним p—n-переходом в центральной части и с омическими контактами по краям (рис. 11). Действие этого прибора основано на зависимости толщины p—n-перехода от приложенного к нему напряжения. Поскольку обедненный слой почти полностью лишен подвижных носителей заряда, его проводимость практически равна нулю. Ограничивая с одной из боковых сторон *токопроводящий канал* (образуемый полупроводником пластины), обедненный слой тем самым определяет сечение или эффективную толщину этого канала. В зависимости от электропроводности полупроводника канал может быть n-типа (как на рис. 11) или p-типа при использовании кристалла с дырочной электропроводностью.

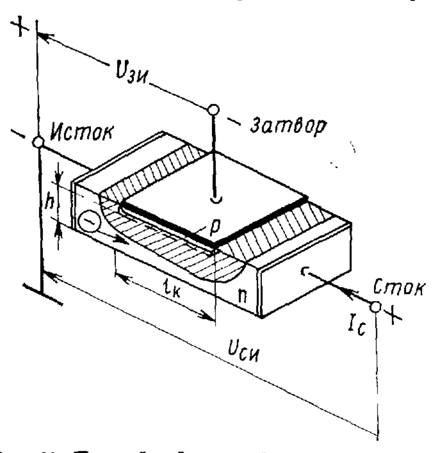


Рис. 11. Простейший полевой транзистор с управляющим p—n-переходом

Если подключить к каналу напряжение, то через пластинку полупроводника между омическими контактами потечет электрический ток. Омический контакт (электрод), от которого начинают движение основные носители заряда, называется *истоком*, а омический контакт (электрод), к которому они движутся через канал, — *стоком*. Электрод, используемый для управления эффективной толщиной канала, называется *затвором*. Междуэлектродные напряжения сток — исток $U_{СИ}$ и затвор — исток $U_{ЗИ}$ отсчитывают относительно истока. Для эффективного управления сечением канала управляющий p—n-переход делают резко несимметричным так, чтобы запирающий слой в основном располагался в толще полупроводниковой пластинки, имеющей относительно малую концентрацию основных носителей заряда, т. е. $n_n \ll p_p$. Технологическую толщину канала h обычно делают много больше исходной толщины запирающего слоя $h \gg d$ при $U_{ЗИ}=0$. При подаче отрицательного напряжения на затвор запирающий слой расширяется, что приводит к сужению токопроводящего канала и к увеличению его сопротивления. Нетрудно заметить, что всегда можно подобрать такое напряжение на затворе (*напряжение отсечки тока стока* $U_{ЗИотс} < 0$), при котором токопроводящий канал будет полностью ликвидирован, т. е. перекрыт.

Выделим рабочий участок канала $l_к$ и произведем расчет его толщины h' при отсутствии стокового напряжения ($U_{СИ} \approx 0$) и $U_{ЗИ} < 0$ (рис. 12*а*). Воспользовавшись формулой (12), находим:

$$h' = h - d'_n = h - \sqrt{a_n (U_{кон} + |U_{ЗИ}|)}, \qquad (16)$$

где $d'_n = \sqrt{a_n U'}$ — толщина запирающего слоя; h' — толщина токопроводящего канала. При $U_{ЗИ} = U_{ЗИ\,отс}$ происходит полное перекрытие токопроводящего канала $h' = h - d'_n = 0$, и протекание тока Iк невозможно (рис. 12,*б*). Полагая в формуле (16) $h' = 0$, находим напряжение отсечки тока стока:

$$|U_{\text{ЗИ отс}}| = h^2/a_n - U_{\text{кон}}. \tag{17}$$

Если $|U_{\text{ЗИотс}}| \gg U_{\text{кон}} \approx 0{,}5$ В, то,

$$|U_{\text{ЗИотс}}| \approx h^2/a_n, \tag{18}$$

откуда

$$h \approx \sqrt{a_n |U_{\text{ЗИотс}}|}. \tag{19}$$

На основании равенств (19) и (16) при $|U_{\text{ЗИотс}}| \gg U_{\text{кон}}$ получаем

$$h' \approx h(1 - \sqrt{U_{\text{ЗИ}}/U_{\text{ЗИотс}}}). \tag{20}$$

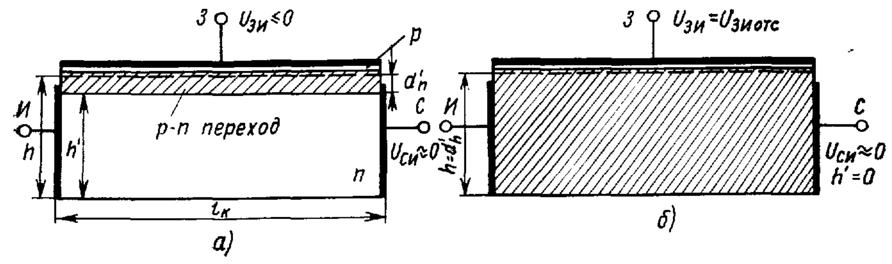


Рис. 12. Канал n-типа при $U_{\text{СИ}} \approx 0$ в открытом состоянии (a), в закрытом состоянии ($б$)

В силу того что управление сечением канала (и соответственно током $I_{\text{К}}$) производится обратно включенным p—n-переходом, сопротивление участка затвор — исток оказывается очень большим. Оно соответствует сопротивлению полупроводникового диода, включенного в обратном направлении, что выгодно отличает данный полупроводниковый прибор от биполярного транзистора. Малый обратный ток управляющего p—n-перехода (см. рис. 7) непосредственного отношения к процессу управления не имеет. Управление толщиной канала осуществляется напряжением на затворе относительно истока или в конечном итоге поперечным (относительно направления тока $I_{\text{К}}$) электрическим полем, возникающим в запирающем слое, что нашло отражение в названии — *полевой транзистор*. При прямом включении управляющего p—n-перехода ($U_{\text{ЗИ}} > 0$) возникает относительно большой прямой ток (см. рис. 7), и сопротивление участка затвор — исток, являющегося входным сопротивлением прибора, резко уменьшается, поэтому применять такое включение нецелесообразно. Однако в некоторых специальных устройствах используется выпрямляющее или закорачивающее действие управляющего p—n-перехода, т. е. используются режимы, при которых управляющий p—n-переход в отдельные промежутки времени оказывается включенным в прямом направлении.

Используя формулы (8) и (20), можно определить проводимость канала полевого транзистора в зависимости от напряжения $U_{\text{ЗИ}} \leq 0$ при $U_{\text{СИ}} \approx 0$:

$$G_{\text{к}} \approx \frac{h' b}{l_k} g_n = \frac{hbg_n}{l_{\text{к}}} \left(1 - \sqrt{\frac{U_{\text{ЗИ}}}{U_{\text{ЗИ отс}}}}\right) \approx G_{\text{к0}} \left(1 - \sqrt{\frac{U_{\text{ЗИ}}}{U_{\text{ЗИ отс}}}}\right) \tag{21}$$

или определить его сопротивление

$$R_{\text{к}} = R_{\text{к0}}/(1 - \sqrt{U_{\text{ЗИ}}/U_{\text{ЗИотс}}}), \tag{22}$$

где $G_{\text{к0}} = 1/R_{\text{к0}}$ — проводимость канала при $U_{\text{ИЗ}} = 0$.

В рабочем режиме по каналу протекает ток $I_К \neq 0$ (рис. 13,*а*), поэтому потенциалы различных поперечных сечений канала оказываются неодинаковыми. Из рис. 13,*а* следует, что потенциал $\varphi_x = U_x$, распределенный вдоль канала, возрастает по определенному закону от нуля в сечении истока до $\varphi_{lк} = U_{СИ}$ в

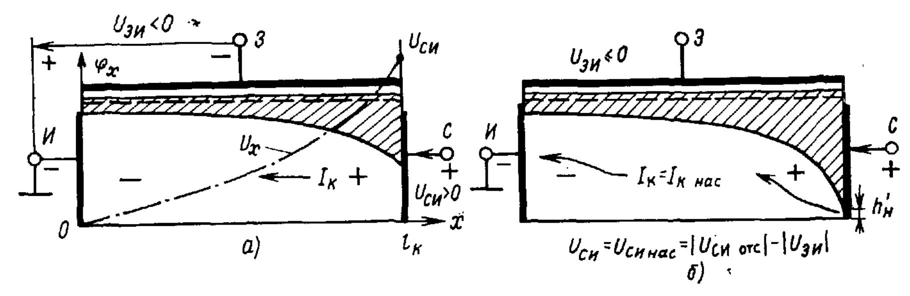


Рис. 13. Каналы полевого транзистора при $U_{СИ} > 0$ до насыщения (*а*), при насыщении (*б*)

сечении стока. Обратное (отрицательное) напряжение *p—n*-перехода для различных сечений *x*, равное $U_{p-nx} = U_{ЗИ} - U_x$, также возрастает в направлении стока, а это вызывает соответствующее увеличение толщины обедненного слоя и сужение сечения канала. Наибольшим сечение канала будет возле истока, где $U_{p-n} = U_{ЗИ}$, и наименьшим — возле стока, где обратное (отрицательное) напряжение *p—n*-перехода равно $U_{p-n} = U_{ЗИ} - U_{СИ}$ (следует помнить, что $U_{ЗИ} < 0$, а $U_{СИ} > 0$).

Если увеличивать напряжение стока $U_{СИ}$, то напряжение $U_{p-n} = U_{ЗИ} - U_{СИ}$ может достичь $U_{ЗИотс}$, а это означает, что в сечении возле стока должно произойти перекрытие канала (рис. 13,*б*). В действительности полного (абсолютного) перекрытия канала не происходит, так как такое перекрытие привело бы к отсечке тока $I_К$, создаваемого стоковым напряжением. Оказывается, что в самом узком месте возле стока остается малое (отличное от нуля) сечение канала $h'_н$, пропускающее ток. Напряженность электрического поля в суженном участке канала достигает значения, при котором наступает насыщение скорости дрейфа подвижных носителей заряда, что делает невозможным увеличение тока $I_К$ при дальнейшем увеличении стокового напряжения $U_{СИ}$, т. е. в этом режиме происходит не отсечка тока канала, а его ограничение. Такой процесс называется *насыщением*, а напряжение, при котором он наступает, — *напряжением насыщения* $U_{СИ\,нас}$.

Из условия $U_{p-n} = U_{ЗИ\,отс} = U_{ЗИ} - U_{СИ\,отс}$ находим

$$U_{СИ\,нас} = U_{ЗИ} - U_{ЗИ\,отс} = |U_{ЗИ\,отс}| - |U_{ЗИ}|. \qquad (23)$$

Так как толщина h' меняется по нелинейному закону, расчет проводимости канала и соответственно тока насыщения $I_{К\,нас} = G_{к.нас} U_{СИ\,нас}$ оказывается достаточно сложным. Конечный результат решения для канала с равномерным по толщине распределением примеси имеет следующий вид:

$$I_{К\,нас} = I_{К\,нач}\left[1 - 3\frac{U_{ЗИ}}{U_{ЗИ\,отс}} + 2\left(\frac{U_{ЗИ}}{U_{ЗИ\,отс}}\right)^{3/2}\right], \qquad (24)$$

где $I_{К\,нач} = G_{к0} U_{СИ\,нас}/3 = G_{к0}|U_{ЗИ\,отс}|/3$ — *начальный ток канала*, или *ток насыщения канала* при $U_{ЗИ} = 0$ (см. рис. 14,*б*).

При изготовлении полевого транзистора с управляющим p—n-переходом наиболее часто применяют технологию, при которой концентрация примеси, вводимой в канал со стороны, противоположной затвору, убывает в направлении за-

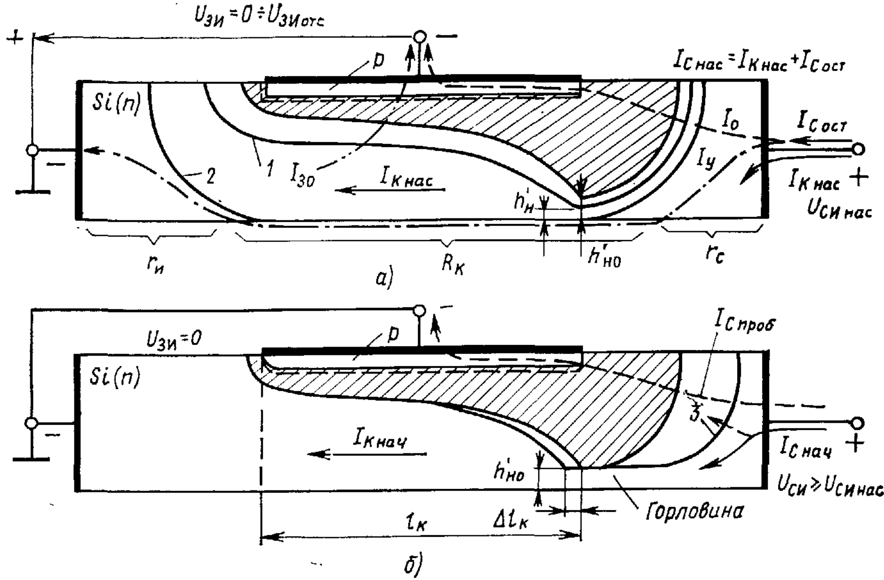


Рис. 14. Влияние на управляющий p—n-переход напряжения затвора $U_{СИ}=0—U_{ЗИ отс}$ при $U_{СИ нас}$ (а), влияние на управляющий p—n-переход напряжения стока $U_{СИ}>U_{СИ нас}$ при $U_{ЗИ}=0$ (б)

твора примерно по экспоненциальному закону, в результате чего управляющий p—n-переход получается плавным. В этом случае при $U_{СИ}\approx 0$ проводимость канала равна

$$G_к=G_{к0}(1-U_{ЗИ}/U_{ЗИ\ отс}), \qquad (25)$$

а выражение для тока насыщения при $U_{СИнас}$ приобретает вид

$$I_{К\ нас}=I_{К\ нач}(1-U_{ЗИ}/U_{ЗИ\ отс})^2=G_{к.нас}(|U_{ЗИ\ отс}-U_{ЗИ}|), \qquad (26)$$

где $I_{К\ нач}\approx G_{к0}U_{СИ\ нас}/2=G_{к0}|U_{ЗИ\ отс}|/2$; $G_{к.нас}=G_к/2$.

Несмотря на некоторое внешнее различие, формулы (24) и (26) дают почти одинаковые конечные результаты. Поэтому на практике в любом случае целесообразнее использовать более лаконичную формулу (26), представляющую собой на графике параболу.

Рассмотрим физические процессы, происходящие в канале при наступлении режима насыщения. В режиме насыщения толщина канала возле стока становится минимальной и равной $h'_н$, а сопротивление на этом участке канала относительно большим ((рис. 14,а, кривая 1). Напряженность электрического поля в суженной части канала при переходе в режим насыщения достигает величины $E\geqslant(4\div5)E_{кр\ n}$, при которой скорость дрейфа подвижных носителей заряда становится постоянной $v_{n\ max}$ (см. рис. 3). При этом независимо от напряжения,

падающего на суженном участке канала, его ток, а следовательно, и ток канала имеют постоянное значение

$$I_{К\,нас}=bh'_{н}j_{n}=bh'en'_{n}v_{n\,max}\approx\text{const},\tag{27}$$

где n'_n — концентрация электронов проводимости в суженном участке канала. Суженный участок канала называют его *горловиной*. При $U_{СИ}>U_{СИнас}$ все дополнительное напряжение стока сверх $U_{СИнас}$ выделяется на горловине канала, в которой скорость дрейфа подвижных носителей заряда остается постоянной $v_{n\,max}=\text{const}$, что и объясняет ограничение тока канала на уровне $I_К\approx\approx I_{К\,нас}=\text{const}$. Увеличение напряжения $U_{СИ}>U_{СИнас}$ приводит к удлинению горловины канала из-за увеличения толщины обедненного слоя в полупроводниковой области, расположенной между каналом и электродом стока, в соответствии с формулой (12). Удлинение горловины канала происходит также за счет некоторого сокращения длины самого канала на $\Delta l_к$ (рис. 14,*б*, кривая *3*). Последнее является одной из основных причин, обусловливающих некоторое незначительное увеличение тока канала при увеличении напряжения стока $U_{СИ}>>U_{СИнас}$. Если в полевом транзисторе при $U_{СИ}>U_{СИнас}$ изменять напряжение на затворе от 0 до $|U_{ЗИ}|\geqslant|U_{ЗИотс}|$, то толщина суженного участка канала, т. е. толщина горловины $h'_н$, будет уменьшаться от $h'_{н0}$ до нуля (рис. 14,*а*).

При полностью перекрытом канале полевого транзистора (когда $|U_{ЗИ}|\geqslant\geqslant|U_{ЗИотс}|$, рис. 14,*а*, кривая *2*) ток канала обращается в нуль, а в цепи стока течет лишь некоторый малый *остаточный ток* (или *ток отсечки*) $I_{С\,ост}$. Он состоит в основном из обратного тока участка *p—n*-перехода, расположенного возле стока I_0, и тока утечки $I_у$ (обычно $I_у\ll I_0$), поэтому $I_{С\,ост}\approx I_0$. Путь обратного тока *p—n*-перехода показан на рис. 14,*а* штриховой линией. Он замыкается через электрод затвора и его источник питания на минус источника питания цепи стока. Ток утечки — это ток, протекающий по поверхности кристаллической пластины, а также через изоляторы электродных выводов прибора (на рис. 14,*а* показан штрихпунктирной линией). Следует заметить, что остаточный ток как обратный ток *p—n*-перехода несколько возрастает с увеличением $U_{СИ}$.

При относительно большом напряжении $U_{СИ}$, когда $U_{СИ}+|U_{ЗИ}|\geqslant U_{проб}$, в обратно включенном управляющем *p—n*-переходе вблизи стока возникает электрический (лавинный) пробой (см. стр. 8), и ток стока, как ток электрического пробоя, резко возрастает. Этот ток замыкается через электрод затвора (рис. 14,*б*).

В общем случае ток стока равен $I_С=I_К+I_{С\,ост}$, где $I_К$ — ток канала, представляющий собой управляемую часть тока стока; $I_{С\,ост}$ — остаточный ток или ток отсечки, представляющий собой неуправляемую часть тока стока. В обычном рабочем режиме $I_{С\,ост}\ll I_К$, поэтому можно считать, что $I_С\approx I_К$. В режиме электрического пробоя $I_С\approx I_{С\,проб}$.

Основные статические характеристики полевого транзистора устанавливают зависимость тока $I_С$ от одного из напряжений $U_{СИ}$ или $U_{ЗИ}$ при фиксированной величине второго.

Статические стоковые характеристики полевого транзистора с управляющим *p—n*-переходом представляют собой выраженную графически зависимость $I_С=\varphi(U_{СИ})$ при $U_{ЗИ}=\text{const}$ (рис. 15,*а*).

При $|U_{ЗИ}|\geqslant|U_{ЗИ\,отс}|$ $I_С=I_{С\,ост}$, т. е. характеристика закрытого управляющим напряжением транзистора подобна обратной ветви вольт-амперной характеристики полупроводникового диода. Относительно малое значение тока $I_{С\,ост}$

(единицы микроампер) не позволяет изобразнть эту характеристику на рис. 15,*а* в соответствующем масштабе, так как она практическн сливается с осью абсцисс. Резкое возрастание тока $I_С = I_{С\,проб}$ на этой характеристике при $U_{СИ} \geqslant U_{СИпроб} = U_{проб} - |U_{ЗИ}|$ объясняется возникновением электрического пробоя стокового участка управляющего перехода.

Рассмотрим статнческую стоковую характеристику, которая соответствует условию $U_{ЗИ} = 0$, что означает короткое замыкание затвора с истоком (рис. 14,*б*). При малых значениях $U_{СИ}$ ток стока измеияется прямо пропорционально

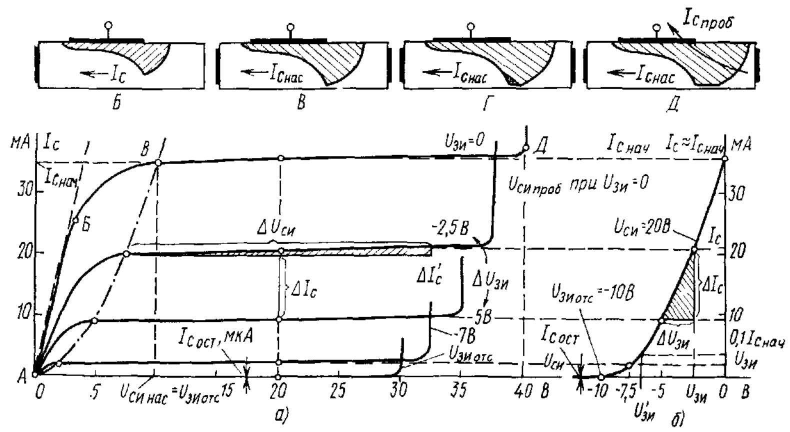


Рис. 15. Статические стоковые (*а*) и стоко-затворная (*б*) характеристики полевого транзнстора с управляющим *p—n*-переходом (вверху показаны конфигурации канала транзистора для его различных режимов)

напряжению (начало участка *АБ*, рис. 15,*а*). Наклон этого начального участка характеристики, соответствующего полностью открытому каналу, прямо пропорционален величине $G_{к0}$. В точке *Б* из-за заметного сужения стокового участка канала и уменьшения его общей проводимости намечается некоторое отклонение характеристики от прямой линии. На участке *БВ* существенное сужение стокового участка канала и значительное уменьшение его общей проводимости замедляют рост тока $I_С$ с увеличением $U_{СИ}$. В точке *В* при $U_{СИ\,нас} = |U_{ЗИ\,отс}|$ ток стока достигает значения насыщения и при дальнейшем увеличении $U_{СИ}$ остается почти неизменным. Этот ток называется *начальным током стока* и обозначается $I_{С\,нач}$. Незначительное увеличение тока стока в режиме насыщения объясняется следующими факторами: во-первых, с увеличением $U_{СИ} \geqslant U_{СИнас}$ сокращается длина канала на $\Delta l_к$ (см. рис. 14,*б*), в то время как на самом канале продолжает падать напряжение, равное $U_{С\,нас} = \mathrm{const}$ (с уменьшением длины канала несколько возрастает его проводимость, что в конечном итоге прнводит к некоторому возрастанию тока стока); во-вторых, в состав тока стока входит остаточный ток $I_{С\,ост}$, который как обратный ток *p—n*-перехода также незначительно увеличивается с ростом $U_{СИ}$. При $U_{СИ\,проб} = U_{проб}$ возникает электрический пробой стокового участка управляющего *p—n*-перехода, и ток стока резко возрастает.

При подаче некоторого отрицательного напряжения на затвор ($U_{ЗИ} < 0$) управляющий *p—n*-переход расширяется, сужая тем самым токопроводящий канал, что приводит к уменьшению исходной проводимости канала $G_к < G_{к0}$, поэтому начальный участок данной статнческой стоковой характеристики становится

более пологим. При этом согласно равенствам (23) и (26) $U_{СИ\,нас}$ и $I_{С\,нас}$ уменьшаются. Геометрическое место точек, соответствующих перекрытию токопроводящего канала и наступлению режима насыщения, на графике (рис. 15,*а*) показано штрих-пунктирной линией. Несколько меньшим оказывается и напряжение электрического пробоя, так как обратное напряжение на стоковом участке управляющего *p—n*-перехода представляет собой сумму $U_{СИ}+|U_{ЗИ}|$. Аналогичный вид имеют и все остальные характеристики семейства.

Статическая стоко-затворная характеристика (характеристика управления) $I_С=\varphi(U_{ЗИ})$ при $U_{СИ}=\mathrm{const}$ приведена на рис. 15,*б*. Так как полевой транзистор обычно работает в режиме насыщения, имеет смысл рассмотреть стоко-затворную характеристику только для этого режима, например для $U_{СИ}=20$ В$>$ $>U_{СИнас}=10$ В. Произвести построение этой характеристики можно следующим способом. При фиксированной величине $U_{СИ}=20$ В (рис. 15,*а*) находят значения тока $I_С$ для конкретных значений $U_{ЗИ}$. По этим точкам в координатах $I_С=\varphi(U_{ЗИ})$ строят соответствующую характеристику (рис. 15,*а*). В силу того что в режиме насыщения $I_С=I_{С\,нас}$, все статические стоко-затворные характеристики практически сливаются в одну линию. Ее аналитическое выражение достаточно точно определяется квадратичной зависимостью в соответствии с формулой (26). Напряжение отсечки $U_{ЗИ\,отс}$ соответствует установлению в транзисторе остаточного тока $I_{С\,ост}$, имеющего значение несколько микроампер. На практике с помощью прибора зафиксировать эту величину очень трудно, поэтому обычно измеряют $U'_{ЗИ}$ при $I_С=0{,}1\,I_{С\,нач}$ (рис. 15,*б*). Подставив эти значения в формулу (26), находят $U_{ЗИ\,отс}=1{,}46\,U'_{ЗИ}$.

Полевой транзистор во многих отношениях является полупроводниковым аналогом вакуумного пентода. Поэтому для расчета устройств на полевых транзисторах может быть использована методика расчета устройств на электронных лампах с помощью статических дифференциальных параметров.

Статические дифференциальные параметры полевого транзистора отражают следующие зависимости.

1. *Крутизна* статической стоко-затворной характеристики (выражается в миллиамперах на вольт) представляет собой производную функции тока стока по напряжению затвора при $U_{СИ}=\mathrm{const}$:

$$S=\lim_{\Delta U_{ЗИ}\to 0}\frac{\Delta I_С}{\Delta U_{ЗИ}}=\left.\frac{d I_С}{d U_{ЗИ}}\right|_{U_{СИ}=\mathrm{const}}. \qquad (28)$$

В режиме насыщения аналитическое выражение для S можно найти путем дифференцирования равенства (26). Полагая $U_{ЗИ}<0$ и $I_С\approx I_{С\,нас}\approx I_{К\,нас}$, получаем

$$S=\frac{dI_С}{dU_{ЗИ}}=\frac{2I_{С\,нач}}{|U_{ЗИ\,отс}|}\left(1-\frac{U_{ЗИ}}{U_{ЗИ\,отс}}\right)=G_к, \qquad (29)$$

откуда $S_{max}=2I_{С\,нач}/|U_{ЗИ\,отс}|=G_{к0}$ при $U_{ЗИ}=0$.

Если нас интересует примерное значение крутизны, то от бесконечно малых приращений можно перейти к конечным приращениям, следовательно, $S\approx\Delta I_С/\Delta U_{ЗИ}$ при $U_{СИ}=\mathrm{const}$. При этом становится очевидным физический смысл крутизны: она показывает на сколько миллиампер изменяется ток стока при изменении напряжения на затворе на 1 В при $U_{СИ}=\mathrm{const}$. Соответствующие приращения $\Delta I_С$ и $\Delta U_{ЗИ}$ при $U_{СИ}=\mathrm{const}$ находят по статическим характеристикам

рис. 15,*а* или *б* (S имеет значения от 0,5 до нескольких десятков миллиампер на вольт).

2. *Внутреннее (дифференциальное) сопротивление*

$$R_i=\left.\frac{dU_{СИ}}{dI_С}\right|_{U_{ЗИ}=\mathrm{const}}\approx\left.\frac{\Delta U_{СИ}}{\Delta I'_С}\right|_{U_{ЗИ}=\mathrm{const}}. \qquad (30)$$

Этот параметр представляет собой обратную величину производной функции тока стока по напряжению стока $U_{СИ}$ при $U_{ЗИ}=\mathrm{const}$. Так как в режиме насыщения ток стока меняется незначительно при $U_{ЗИ}=\mathrm{const}$, параметр имеет значения от нескольких десятков до сотен килоом. Соответствующие приращения $\Delta I'_С$ и $\Delta U_{СИ}$ при $U_{ЗИ}=\mathrm{const}$ могут быть найдены по статическим характеристикам (рис. 15,*а*).

3. *Статический коэффициент усиления по напряжению*

$$\mu=-\left.\frac{dU_{СИ}}{dU_{ЗИ}}\right|_{I_С=\mathrm{const}}\approx\left|\frac{\Delta U_{СИ}}{\Delta U_{ЗИ}}\right|_{I_С=\mathrm{const}}. \qquad (31)$$

При определении этого параметра берутся взаимно компенсирующие по действию на ток $I_С$ приращения напряжений $\Delta U_{СИ}$ и $\Delta U_{ЗИ}$. Так, при $U_{ЗИ}=\mathrm{const}$ приращение $+\Delta U_{СИ}$ вызывает $+\Delta I_С$, поэтому при $U_{СИ}=\mathrm{const}$ необходимо подобрать такое значение $-\Delta U_{ЗИ}$, вызывающее $-\Delta I_С$, при котором $I_С=\mathrm{const}$. Так как взаимно компенсирующие приращения имеют разные знаки, берут модуль отношения, чтобы сам коэффициент μ был положительным. Статический коэффициент усиления по напряжению показывает, во сколько раз изменение напряжения на затворе эффективнее воздействует на ток $I_С$, чем изменение напряжения на стоке. Этот коэффициент определяет потенциальные возможности полевого транзистора как усилителя напряжения. Учитывая соотношения (29) и (30), нетрудно заметить, что

$$\mu=\left|\frac{\Delta U_{СИ}}{\Delta U_{ЗИ}}\right|_{I_С=\mathrm{const}}=\left|\left(\left.\frac{\Delta U_{СИ}}{\Delta I_С}\right|_{U_{ЗИ}=\mathrm{const}}\right)\left(\left.\frac{\Delta I_С}{\Delta U_{ЗИ}}\right|_{U_{СИ}=\mathrm{const}}\right)\right|=R_iS. \qquad (32)$$

Статический коэффициент усиления по напряжению полевого транзистора с управляющим переходом имеет значения нескольких сотен.

4. *Дифференциальное сопротивление участка затвор — исток* при разомкнутой цепи стока

$$R_{з.и}\approx\Delta U_{ЗИ}/\Delta I_З \text{ при } I_С=0. \qquad (33)$$

Этот параметр имеет значения от нескольких сотен килоом до нескольких мегом.

5. *Дифференциальное сопротивление участка сток — затвор*

$$R_{с.з}\approx\Delta U_{СЗ}/\Delta I_{С\,ост}.$$

Этот параметр, учитывающий влияние стокового напряжения на цепь затвора, также имеет значения в пределах от нескольких сотен килоом до нескольких мегом.

При использовании полевого транзистора в качестве усилителя к затвору совместно с постоянным напряжением (напряжением смещения) $U_{ЗИ}$ (рис. 15,*б*) подводят переменное напряжение усиливаемого сигнала $u_{зи\sim}$. Под воздействием этого напряжения происходит изменение толщины запирающего слоя,

а также изменение заряда барьерной емкости управляющего p—n-перехода, т. е. емкости затвора $C_з$. При этом разные участки распределенной вдоль канала емкости заряжаются (разряжаются) через различные сопротивления в зависимости от расстояния данного участка от истока. Пренебрегая сужением канала возле стока, можно сделать допущение о равномерном распределении сопротивления канала $R_к$ вдоль одной из пластин емкости $C_з$ (рис. 16,*а*).

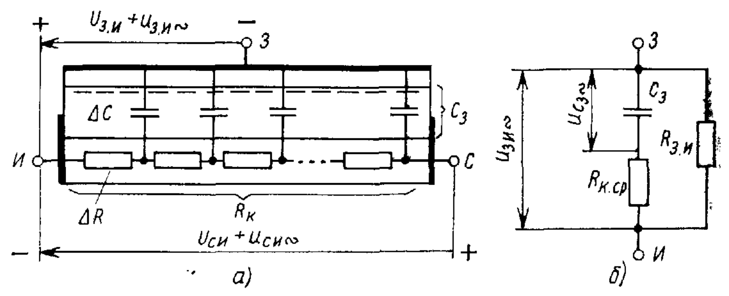


Рис. 16. Эквивалентная схема цепи затвора:
а) с распределенными параметрами; *б*) с сосредоточенными параметрами

В упрощенной модели сопротивления, через которые заряжаются (разряжаются) различные участки емкости затвора, равномерно изменяются от нуля до $R_к$, что позволяет очень просто рассчитать усредненное (эквивалентное) сопротивление, последовательно подключенное к $C_з$:

$$R_{к.ср}=(0+R_к)/2\approx R_к/2, \qquad (34)$$

где $R_к$ — сопротивление канала при $U_{СИ}\approx 0$ и напряжении смещения $U_{ЗИ}\leqslant 0$ определяется выражением (22).

Емкость затвора $C_з$ в упрощенной модели легко рассчитать по формуле (15)

$$C_з=\varepsilon b l_к/d'_п, \qquad (35)$$

где $d'_п$ — толщина запирающего слоя управляющего p—n-перехода при $U_{СИ}\approx 0$ и $U_{ЗИ}\leqslant 0$.

Эти элементы, совместно с дифференциальным сопротивлением $R_{з.и}$, образуют эквивалентную схему участка затвор — исток для переменного тока (рис. 16,*б*), которая в основном определяет частотные свойства (инерционность) полевого транзистора с управляющим p—n-переходом. Напряжение сигнала $u_{з.и}$ распределяется между $C_з$ и $R_{к.ср}$. Непосредственным управляющим напряжением, вызывающим изменения толщины p—n-перехода и сечения канала, является напряжение, приложенное к емкости затвора $u_{C_з}$ (рис. 16,*б*). С увеличением частоты сопротивление емкости $X_{C_з}=1/\omega C_з$ и напряжение на ней уменьшаются, что приводит к ухудшению усилительных свойств транзистора. Частоту, на которой

$$X_{C_з}=1/(\omega_з C_з)=R_{к.ср}, \qquad (36)$$

можно условно считать *предельной частотой* полевого транзистора с управляющим переходом. Отсюда

$$\omega_з=1/(C_з R_{к.ср}). \qquad (37)$$

Величина, обратная $\omega_з$, называется *постоянной времени затвора*

$$\tau_з=1/\omega_з=C_з R_{к.ср}. \qquad (38)$$

Учитывая соотношения (21), (22), (34) и (35), можно показать, что произведение $C_з R_{к.ср}$ имеет минимальное значение при $U_{ЗИ}=0{,}25U_{ЗИ\ отс}$, чему соответствуют $\omega_{з\max}$ и $\tau_{з\min}$. В этом режиме предельная частота затвора $f_з=\omega_з/2\pi$ составляет несколько десятков мегагерц. Следует заметить, что в реальной модели транзистора из-за суженного участка канала возле стока сопротивление $R_{к.ср}$ имеет несколько большее, а емкость $C_з$ несколько меньшее значение, чем дают формулы (34) и (35). Но так как $\omega_з$ и $\tau_з$ определяются их произведением, то в целом результат получается близким к действительному.

При работе транзистора в усилительной схеме на электроде стока появляется переменное напряжение усиленного сигнала $u_{с.и\sim}$, которое оказывает некоторое обратное воздействие на цепь затвора через барьерную емкость $C_{с.з}$, распределенную по длине канала и зашунтированную дифференциальным сопротивлением $R_{с.з}=\Delta U_{СЗ}/\Delta I_{с\ ост}$. Такое воздействие в усилительном электронном приборе называется внутренней (паразитной) обратной связью. В реальной модели транзистора, согласно рис. 17, емкость $C_{с.з}$ в основном определяется за-

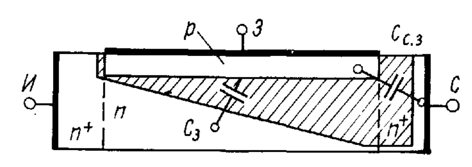


Рис. 17. Емкость затвора $C_з$ и проходная емкость $C_{з.с}$ полевого транзистора с управляющим p—n-переходом

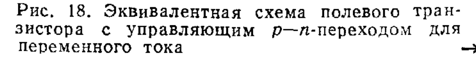
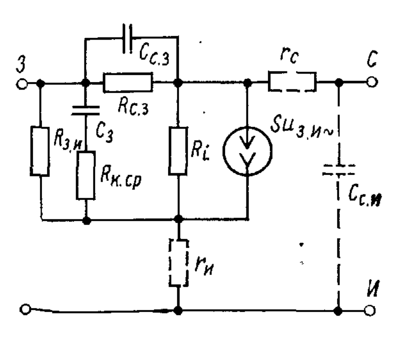


Рис. 18. Эквивалентная схема полевого транзистора с управляющим p—n-переходом для переменного тока →



пирающим слоем возле стока и находится в очень сильной зависимости от глубины залегания управляющего p—n-перехода в толще кристалла и степени дополнительного легирования стоковой области, что необходимо для получения хорошего омического контакта. У полевых транзисторов с управляющим p—n-переходом обычно

$$C_{с.з}\approx C_з/2. \tag{39}$$

В полевом транзисторе внутренняя обратная связь возникает также из-за наличия небольшого сопротивления участка полупроводника, заключенного между омическим контактом истока и непосредственным началом самого канала (сопротивление $r_и$ на рис. 14,*а*). Для уменьшения этого сопротивления данный участок кристалла сильно легируют, поэтому $r_и$ оказывается обычно пренебрежимо малым. Одновременно данная мера улучшает омический контакт электрода истока с каналом транзистора.

Эквивалентная схема полевого транзистора с управляющим p—n-переходом для переменного тока приведена на рис. 18. На этой схеме усилительное свойство полевого транзистора моделируется генератором тока $i_г=Su_{з.и\sim}$, зашунтированным внутренним дифференциальным сопротивлением канала R_i, инерционность затвора моделируется эквивалентной схемой в соответствии с рис. 16,*б*. Обратная связь учитывается емкостью $C_{с.з}$, зашунтированной сопротивлением $R_{с.з}$, и сопротивлением $r_и$, которое в основной схеме включения транзистора с общим истоком является элементом, общим для входной и выходной цепей.

Сопротивление $r_с$ — это сопротивление области полупроводника, заключенной между омическим контактом стока и непосредственно каналом. Сопротивления $r_и$ и $r_с$ относительно малы и существенного влияния на работу транзистора не оказывают, поэтому на эквивалентной схеме они показаны условно штрихами. Также штрихами показана внешняя междуэлектродная емкость $C_{с.и}$.

Полевые транзисторы с двумя управляющими *p—n*-переходами (затворами) являются более совершенными приборами (рис. 19,*а*). Второй затвор (второй

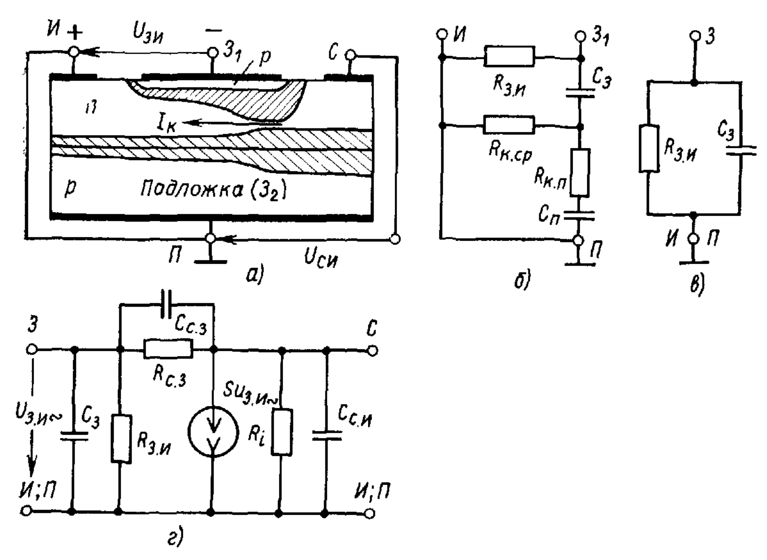


Рис. 19. Структура полевого транзистора с управляющим *p—n*-переходом и подложкой (*а*), эквивалентные схемы цепи затвора (*б*, *в*), упрощенная эквивалентная схема транзистора с заземленной подложкой для переменного тока (*г*)

p—n-переход, отождествляемый с подложкой) ограничивает канал снизу и может использоваться по-разному. Чаще всего, как это показано на рис. 19,*а*, второй затвор соединяют с заземленным (общим) истоком. Но при необходимости он может быть использован как *второй управляющий электрод*, в этом случае к нему подводят дополнительное управляющее напряжение. Иногда второй затвор соединяют с основным, тогда они действуют совместно. В любом случае второй затвор (подложка) совместно с основным затвором участвует в перекрытии канала, так как из-за падения напряжения на канале второй *p—n*-переход (затвор) расширяется возле стока и сближается (смыкается с расширяющимся первым основным *p—n*-переходом, рис. 19,*а*). Статические характеристики и параметры полевого транзистора с объединенными *p—n*-переходами такие же, как и у полевого транзистора с одним *p—n*-переходом, однако у полевого транзистора со вторым затвором (подложкой), соединенной с истоком, существенно уменьшается постоянная времени цепи затвора. Дело в том, что у такого транзистора емкость затвора $C_з$ заряжается (разряжается) преимущественно через поперечное сопротивление канала $R_{к.п}$ и емкость второго *p—n*-перехода, т. е. емкость подложки в соответствии с эквивалентной схемой (рис. 19,*б*). Учитывая, что толщина канала всегда меньше его длины (откуда $R_{к.п} \ll R_{к.ср}$) и, кроме этого, $C_п \gg C_з$ (так как обычно площадь подложки намного превышает пло-

щадь основного p—n-перехода), получаем упрощенную эквивалентную схему участка затвор — исток (рис. 19,*в*), из которой следует, что у такого транзистора входное напряжение $u_{з.и\sim}$ не распределяется между управляющим p—n-переходом (емкостью $C_{з1}$) и сопротивлением канала (как в случае, рассмотренном на рис. 16,*б*), поэтому транзистор со вторым затвором — подложкой обладает лучшими частотными свойствами.

На рис. 19,*г* приведена упрощенная эквивалентная схема полевого транзистора с управляющим p—n-переходом и затвором — подложкой, соединенной с истоком. На этой схеме все второстепенные элементы опущены, а цепь затвора промоделирована в соответствии с эквивалентной схемой рис. 19,*в*.

Полевой транзистор с барьером Шотки, структура которого приведена на рис. 20, обычно изготовляется на основе арсенида галлия. В собственном кристалле GaAs создают тонкий слой с электропроводностью n-типа. Электроды истока и стока образуют с полупроводником омические контакты, а электрод затвора с полупроводником — барьер Шотки. Принцип действия и характеристики полевого транзистора с барьером Шотки и с управляющим p—n-переходом одинаковы. Очень мелкое залегание в толще кристалла управляющего барьера Шотки в сравнении с управляющим p—n-переходом (см. рис. 17) позволяет получить малую емкость $C_{с.з}$.

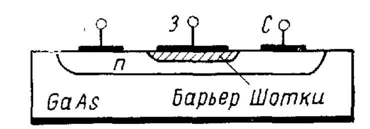


Рис. 20. Структура полевого транзистора с барьером Шотки

К другим достоинствам следует отнести относительную простоту изготовления прибора и возможность существенного уменьшения всех его геометрических размеров. Как будет показано в дальнейшем, эффективной мерой, улучшающей частотные свойства полевого транзистора, является также уменьшение длины его канала. Все эти обстоятельства вместе с использованием GaAs, имеющего в 2 раза бо́льшую подвижность носителей, чем в германии, позволяют считать полевые транзисторы с барьером Шотки весьма перспективными СВЧ приборами.

МДП-ТРАНЗИСТОРЫ

В отличие от полевых транзисторов с управляющим p—n-переходом, в МДП-транзисторах электрод затвора изолирован от полупроводниковой области канала слоем диэлектрика. Структура «металл — диэлектрик — полупроводник», т. е. МДП, и предопределяет название данного типа транзистора. В качестве диэлектрика обычно используют окисел (двуокись кремния SiO_2), поэтому наряду с термином МДП можно встретить термин МОП, что означает структуру «металл — окисел — полупроводник». МДП-транзистор, т. е. транзистор с изолированным затвором, имеет две конструктивные разновидности — с *индуцированным каналом* (рис. 21,*а*) и *со встроенным каналом* (рис. 21,*б*).

МДП-транзистор с индуцированным каналом p-типа имеет следующее устройство. Кристаллическая пластина слабо легированного кремния n-типа является его основой и называется *подложкой П* (рис. 21,*а*). В теле подложки создаются две сильно легированные области с противоположным относительно подложки типом электропроводности. Одна из этих областей используется как *исток И*, другая — как *сток С*. Электрод *затвора З* изолирован от полупроводниковой области тонким слоем диэлектрика (SiO_2) толщиной $h_{ок}=0,2\div0,3$ мкм. Исток, сток и подложка имеют омические контакты с соответствующими полу-

проводинковыми областями н снабжаются выводами. Подложку иногда непосредствеино соединяют с истоком. Вследствие контактиых явлений, возникающих на границе раздела диэлектрика с полупроводником n-типа, в подложке

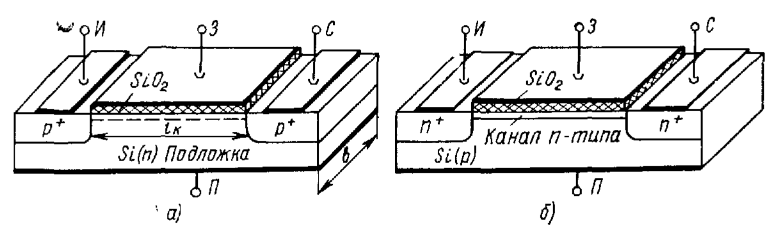


Рис. 21. Устройство МДП-транзистора с индуцированным каналом (*а*), со встроенным каналом (*б*)

n-типа индуцируется обогащенный электронами поверхностный слой (см. стр. 14). Так как высоко легированные p-области истока и стока с полупроводником подложки n-типа образуют p—n-переходы, то при любой полярности напряжения на стоке относительно истока один из этих p—n-переходов оказывается включенным в обратном направлении и препятствует протеканию тока канала. Следовательно, в данном приборе в исходном состоянии между истоком и стоком отсутствует токопроводящий канал. Этот канал в рабочем режиме транзистора индуцируется соответствующим напряжением на затворе и существует в виде поверхностиого инверсиого слоя p-типа, соединяющего исток со стоком.

При иекотором отрицательном напряжении на затворе относительно истока и подложки $U_{ЗИ}<0$ обогащенный поверхностный слой ликвидируется, и вместо него возникает обедненный основными носителями поверхиостный слой (см. рис. 8, случай *2*). Для этого в подложке необходимо индуцировать суммарный положительный заряд, равиый $+Q_{п.с}+Q_{кон}+Q_{о.с}$ (заряды $+Q_{п.с}+Q_{кон}$ компенсируют отрицательный заряд обогащенного слоя, $+Q_{о.с}$ представляет собой положительный пространственный заряд самого обедненного слоя). Однако это еще не приводит к образованию токопроводящего канала между истоком и стоком.

На рис. 22,*а* показаи пороговый режим, при котором в обедненном поверхностном слое возникает инверсия электропроводности. Это происходит при некотором *пороговом напряжении* затвора $U_{ЗИ\,пор}$, являющимся тем управляющим

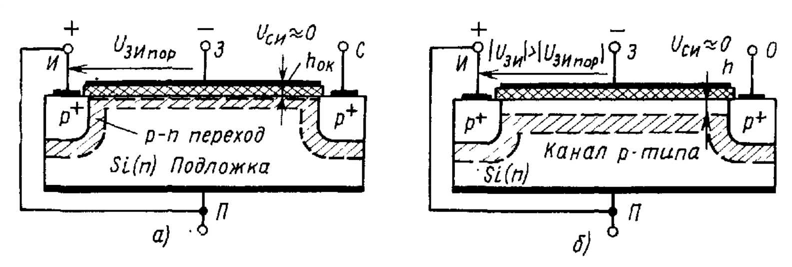


Рис. 22. Структура МДП-транзистора с индуцированным каналом:
а) при пороговом напряжении затвора; *б*) при $|U_{ЗИ}|>|U_{ЗИ\,пор}|$

напряжением, при котором только начинается формирование токопроводящего канала н появляется возможность возиикновения тока канала при $U_{СИ}\neq 0$. По аналогии с полевым траизнстором с управляющнм p—n-переходом пороговое на-

пряженне формально можно сопоставнть с напряженнем отсечки $U_{ЗИ\,отс}$. Пороговое напряжение МДП-транзистора с индуцированным каналом p-типа оказывается равным

$$|U_{ЗИпор}| = (Q_{п.с}+Q_{кон}+Q_{о.с})/C_з = A(U_{п.с}+U_{кон}+U_{о.с}) = 2\div4 \text{ В}, \quad (40)$$

где $C_з = \varepsilon l_к b/h_{ок}$ — емкость затвора; $U_{о.с}$ — напряженне, выделяющееся на обедненном слое; $A = (h_{ок}+h_{сл})/h_{ок} = 1{,}5\div2$ ($h_{ок}$ — толщнна изолирующего окисного слоя, $h_{сл}$ — толщнна индуцированного обогащенного слоя в исходном состоянии, см. рис. 9,*а*). Коэффициент A учнтывает падение напряжения в полярнзованном днэлектрике, вследствие чего только часть внешнего напряжения $U_{ЗИпор}$ непосредственно воздействует на контакт диэлектрика с полупроводником.

При дальнейшем увеличении отрицательного напряжения на затворе (рис. 22,*б*) в подложке индуцируется инверсный слой с электропроводностью p-тнпа и дополнительным зарядом Q_p, а обедненный слой с зарядом $Q_{о.с}$, оставаясь практически неизменным, оттесняется в глубь подложки. Иверсный слой p-типа соединяет p-области истока и стока, являясь токопроводящим каналом между нимй. При этом большему отрицательному напряжению затвора соответствуют бо́льшая удельная проводимость и бо́льшая толщина ннду͡цированного канала h, что вызывает увеличение проводимости токопроводящего канала в целом. Так как возникновение и увеличение проводимостн ннду͡цированного канала p-типа связано с его обогащением основными носителями заряда (дырками), то счнтают, что он работает в режиме *обогащения*.

Как было показано ранее, индуцированный инверсный слой (в данном случае канал) получается неоднородным, его удельная проводимость убывает от максимума возле диэлектрнка до собственной удельной проводимости в обеднснном слое (см. рис. 8,*в*, случай *3*).

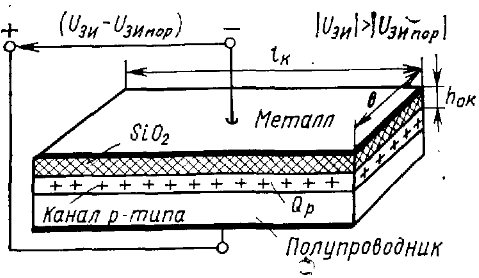


Рис. 23. Структура затвор — изолирующий слой — полупроводннк как плоский конденсатор

Проводимость индуцированного канала определяется зарядом дырок в инверсном слое Q_p, который индуцируется отрицательным напряжением затвора, превышающим пороговое значение, т. е. напряжением, соответствующим разности $U_{ЗИ} - U_{ЗИпор}$. Рассматривая структуру затвор — нзолирующий слой — полупроводннк как плоский конденсатор (рис. 23), находим индуцированный заряд дырок в канале $Q_p = C_з|U_{ЗИ} - U_{ЗИ\,пор}|$. Проводимость канала численно равна заряду подвижных носителей, приходящихся на единицу длины, умноженному на подвижность носителей, т. е.

$$G_к = \frac{Q_p}{l_к}\mu_p = \frac{\varepsilon b \mu_p}{h_{ок}}|U_{ЗИ} - U_{ЗИпор}| = \beta|U_{ЗИ} - U_{ЗИ\,пор}|, \quad (41)$$

где $\beta = \varepsilon b\mu_p/h_{ок}$ — постоянный коэффицнент, зависящий от геометрических размеров и материала днэлектрика с размерностью ампер на вольт в квадрате.

В рабочем режиме, когда $U_{СИ}<0$, по каналу течет ток (он создается дырками, дрейфующимн от истока к стоку), поэтому напряженне затвора относи-

тельно различных поперечных сечений канала оказывается неодинаковым, а изменяется от $U_{ЗИ}$ возле истока до $U_{ЗИ}-U_{СИ}$ около стока. Следовательно, удельная проводимость и толщина индуцированного канала оказываются различными: они больше возле истока и меньше около стока. Общая проводимость канала соответственно уменьшается. При $U_{СИ}=U_{ЗИ}-U_{ЗИпор}$ напряжение между затвором и стоковым участком канала $U_{ЗС}=U_{ЗИ}-(U_{ЗИ}-U_{ЗИпор})$ становится равным пороговому напряжению $U_{ЗИпор}$ что естественно приводит к ликвидации инверсии электропроводности на этом участке, т. е. к перекрытию индуци-

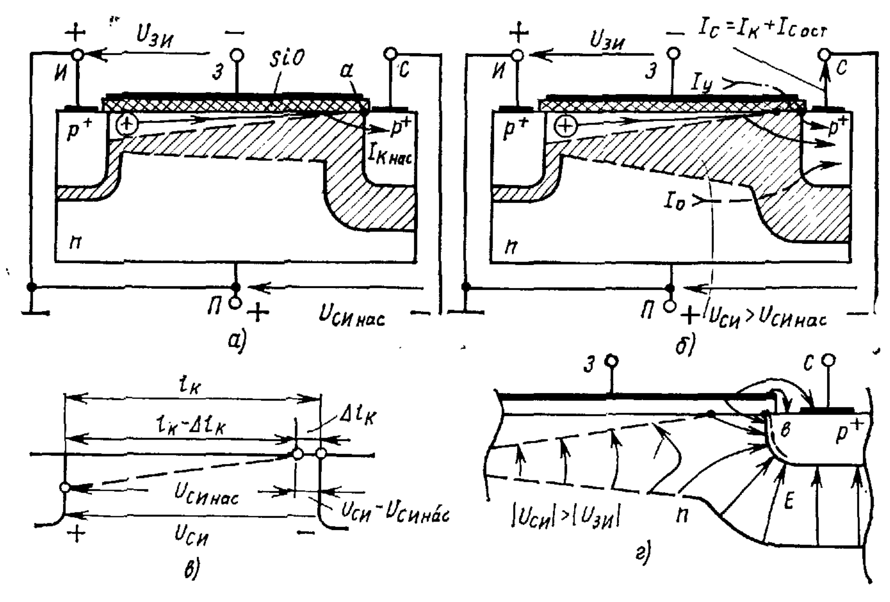


Рис. 24. Влияние увеличения напряжения стока на форму (геометрию) индуцированного канала (*а—в*), вид электрического поля возле стока в режиме насыщения канала (*г*)

рованного канала возле стока (рис. 24,*а*). В точке *а* обедненный слой (*р—n*-переход сток — подложка) касается изолирующего слоя затвора. Но это не вызывает разрыва электрической цепи на участке сток — исток, а только приводит к ограничению, т. е. насыщению тока канала. Дырки, дрейфующие в индуцированном канале, являясь неосновными носителями заряда *n*-области, в районе точки *а* (рис. 24,*а*) согласно рис. 6,*а* относительно свободно проходят обратно включенный *р—n*-переход и попадают в *р*-область стока. Напряжение стока, при котором обедненный слой смыкается с диэлектриком затвора в точке *а*, называется напряжением насыщения:

$$U_{СИ\,нас}=U_{ЗИ}-U_{ЗИ\,пор}. \tag{42}$$

Расчет тока насыщения канала $I_{К\,нас}=G_{к.нас}|U_{СИнас}|$ оказывается достаточно сложным, однако конечный результат решения имеет относительно простой вид:

$$I_{К\,нас}\approx\beta(U_{ЗИ}-U_{ЗИпор})^2/2=G_к|U_{СИнас}|/2=G_{к.нас}|U_{СИнас}|. \tag{43}$$

где $G_к=\beta|U_{ЗИ}-U_{ЗИ\,пор}|=\beta|U_{СИ\,нас}|$ — исходная проводимость канала согласно формуле (41); $G_{к.нас}=G_к/2$ — проводимость канала при насыщении.

Дальнейшее увеличение отрицательного напряжения стока $U_{СИ}$ приводит к незначительному удлинению обедненной области канала $\Delta l_к$, на которой выделяется все излишнее сверх насыщающего напряжения $U_{СИ}-U_{СИнас}$, а напряжение $U_{СИнас}$ по-прежнему распределяется на индуцированном канале, геометрия которого, а следовательно, и ток почти не меняются (рис. 24,*б,в*). Иными словами, в режиме насыщения происходит лишь незначительное укорочение индуцированного канала на $\Delta l_к$, что при $U_{СИнас}$=const и возрастании $|U_{СИ}| > |U_{СИнас}|$ вызывает лишь незначительное увеличение тока канала.

В общем случае ток стока равен сумме $I_С=I_К+I_{С\,ост}$, где $I_К$ — ток канала, представляющий собой управляемую часть тока стока; $I_{С\,ост}=I_о+I_у$ — остаточный ток стока. Он определяется током обратно включенного *p—n*-перехода на участке сток — подложка $I_о$ (этот ток, показанный на рис. 24,*б* штриховой стерлкой, протекает через электрод подложки) и током утечки $I_у$ между стоком и затвором через диэлектрик изолирующего слоя затвора (на рис. 24,*б* показан штрих-пунктирной стрелкой). Остаточный ток $I_{С\,ост}$ увеличивается с ростом $|U_{СИ}|$, что вызывает дополнительное (весьма незначительное) увеличение тока стока в режиме насыщения.

При относительно большом напряжении $|U_{СИ}|$ возникает электрический (лавинный) пробой *p—n*-перехода сток — подложка, и ток стока резко возрастает, причем самые благоприятные условия для пробоя появляются в области наибольшего искривления поверхности *p—n*-перехода вблизи затвора (область *b* на рис. 24,*г*). Здесь напряженность электрического поля оказывается намного больше, а напряжение пробоя соответственно меньше, чем в плоском *p—n*-переходе с такими же параметрами. Напряжение электрического пробоя искривленного *p—n*-перехода уменьшается также из-за влияния расположенного поблизости металлического электрода затвора и границы раздела полупроводник — диэлектрик. С увеличением отрицательного напряжения затвора разность потенциалов между затвором и стоком уменьшается, что приводит к ослаблению напряженности электрического поля на участке, подверженном пробою. В этом случае для возникновения пробоя требуется несколько большее отрицательное напряжение стока $U_{СИпроб}=-U_{проб}+U_{ЗИ}$ $(U_{ЗИ}<0,\ U_{проб}>0)$.

Семейство статических стоковых характеристик МДП-транзистора с индуцированным каналом р-типа $I_С=\varphi(U_{СИ})$ при $U_{ЗИ}$=const приведено на рис. 25,*а*. При $|U_{ЗИ}|\leqslant|U_{ЗИ\,пор}|$, $I_С=I_{С\,ост}$, поэтому стоковая статическая характеристика закрытого транзистора подобна обратной ветви вольт-амперной характеристики полупроводникового диода. Малое значение остаточного тока $I_{С\,ост}$ (единицы микроампер) не позволяет изобразить эту характеристику на рис. 25,*а* в соответствующем масштабе, практически до режима электрического пробоя она сливается с осью абсцисс. Резкое возрастание тока при $U_{СИпроб}$ и $U_{ЗИ}=U_{ЗИпор}$ объясняется электрическим пробоем *p—n*-перехода сток — подложка.

Рассмотрим статическую стоковую характеристику открытого транзистора при $|U_{ЗИ}|>|U_{ЗИпор}|$. При малых значениях $U_{СИ}$ ток стока изменяется прямо пропорционально изменениям данного напряжения (начало участка *АБ*, рис. 25,*а*). Наклон этого начального участка прямо пропорционален проводимости открытого канала $G_к$. В точке *Б* из-за заметного сужения стокового участка канала и уменьшения его общей проводимости намечается замедление роста $I_С$ и отклонение характеристики от прямой линии. На участке *БВ* сужение стокового участка канала и значительное уменьшение его общей проводимости вызывают дальнейшее замедление роста $I_С$ с увеличением отрицательного напряже-

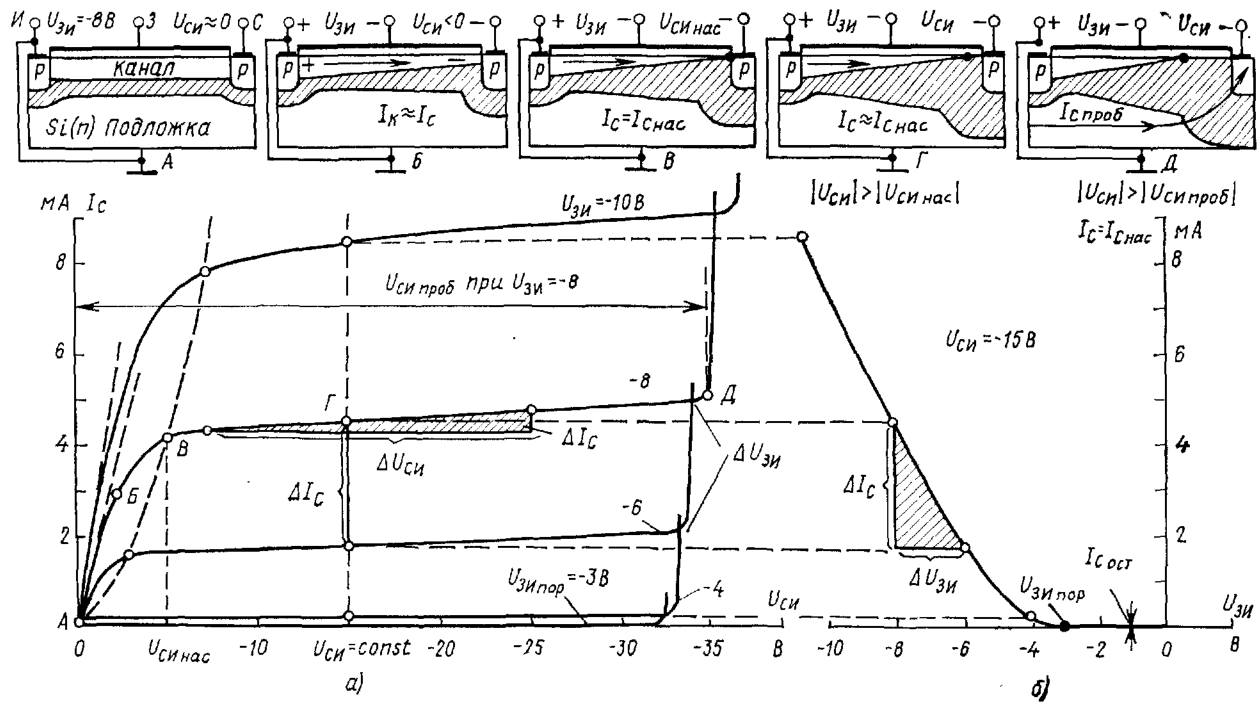


Рис. 25. Статические стоковые (*а*) и стоко-затворная (*б*) характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом *р*-типа (вверху показаны конфигурации канала транзистора для его различных режимов)

ния $U_{СИ}$. В точке B выполняется равенство $U_{СИ\,нас}=U_{ЗИ}-U_{ЗИ\,пор}$, ток стока достигает значения насыщения $I_{С\,нас}\approx I_{К\,нас}$ и при дальнейшем увеличении отрицательного напряжения стока остается почти неизменным. При $U_{СИ\,проб}$ возникает электрический пробой стокового p—n-перехода — ток стока резко возрастает, замыкаясь через цепь подложки. При большем отрицательном напряжении затвора исходная проводимость канала согласно равенству (41) оказывается больше, поэтому и наклон начального прямолинейного участка стоковой характеристики становится более крутым. В соответствии с формулами (42) и (43) будут бо́льшими и соответствующие значения $|U_{СИнас}|$ и $I_{С\,нас}$ (рис. 25,*а*).

Статическая стоко-затворная характеристика (характеристика управления) $I_С=\varphi(U_{ЗИ})$ при $U_{СИ}=\text{const}$ для режима насыщения показана на рис. 25,*б*. Ее можно построить по точкам, связывающим значения $I_С$ с $U_{ЗИ}$ при $U_{СИ}=-15$ В (рис. 25,*а*). В силу того что в режиме насыщения $I_С\approx I_{С\,нас}\approx$ $\approx I_{С\,нас}$, все статические характеристики управления почти сливаются в одну линию. Аналитическое выражение этой характеристики достаточно точно определяется формулой (43). Дифференцируя выражение (43) по $U_{ЗИ}$, получаем формулу для крутизны стоко-затворной характеристики:

$$S=\beta|U_{ЗИ}-U_{ЗИ\,пор}|=\beta|U_{СИ\,нас}|\,G_К=2I_{К\,нас}/|U_{СИ\,нас}|. \qquad (44)$$

Внутреннее (дифференциальное) сопротивление транзистора $R_i\approx\Delta U_{СИ}/\Delta I_С$ при $U_{ЗИ}=\text{const}$ и $S\approx\Delta I_С/\Delta U_{ЗИ}$при $U_{СИ}=\text{const}$ можно определить по характеристикам (рис. 25,*а*,*б*). Статический коэффициент усиления согласно формуле (32) находится перемножением: $\mu=SR_i$.

В МДП-транзисторе с подложкой p-типа в исходном состоянии из-за поверхностных и контактных явлений на границе диэлектрик — полупроводник в поверхностном слое подложки индуцируется инверсный слой с электропроводностью n-типа (см. рис. 9,*б*). Следовательно, у этого типа транзистора высоко легированные n-области истока и стока оказываются соединенными токопроводящим естественно индуцированным каналом, имеющим некоторую начальную или исходную проводимость $G_{К0}\neq0$ при $U_{ЗИ}=0$ (рис. 26,*а*). В таком канале путь для тока стока открыт при нулевом напряжении затвора. Отрицательное напряжение, приложенное к затвору относительно истока и подложки, будет притягивать из подложки дырки и оттеснять из инверсного слоя электроны проводимости, т. е. будет вызывать обеднение индуцированного канала n-типа основными носителями заряда. При некотором пороговом напряжении $U_{ЗИ\,пор}<$ <0, которое своим действием частично компенсирует заряд поверхностных состояний и контактную разность потенциалов, инверсный слой исчезает, что приводит к ликвидации токопроводящего канала (рис. 26,*б*). При положительном напряжении затвора индуцированный канал, утолщаясь, будет обогащаться основными носителями заряда (электронами проводимости), что вызывает увеличение его общей проводимости (рис. 26,*в*).

Все остальные процессы в канале n-типа ничем не отличаются от процессов, происходящих в индуцированном канале p-типа. Если в исходном состоянии канал открыт, то увеличение положительного напряжения стока вызывает увеличение тока стока и распределенного вдоль канала положительного напряжения стока $U_{СИ}>0$. При определенном напряжении стока $U_{СИ\,нас}=U_{ЗИ}-U_{ЗИпор}$ происходит полное обеднение и перекрытие стокового участка канала (рис. 26,*г*), т. е. наступает режим насыщения, при котором $I_{К\,нас}\approx U_{СИ\,нас}G_К/2$, где $G_К\approx$ $\approx\beta|U_{ЗИ}-U_{ЗИ\,пор}|$ — исходная проводимость канала. Эти соотношения пол-

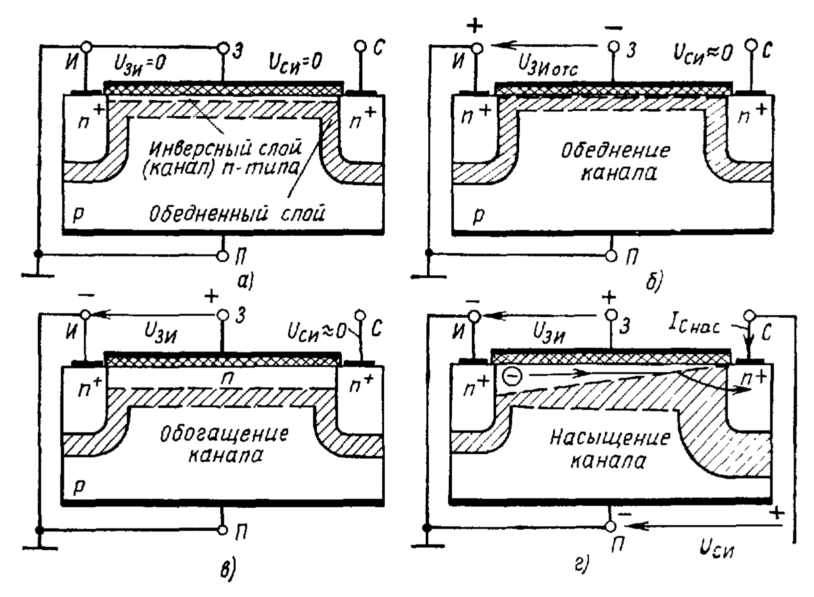


Рис. 26. Влияние электродных напряжений на форму (геометрию) встроенного (индуцированного) канала

ностью соответствуют формулам (42) и (43). Семейства статических характеристик МДП-транзистора с индуцированным каналом *n*-типа приведены на рис. 27.

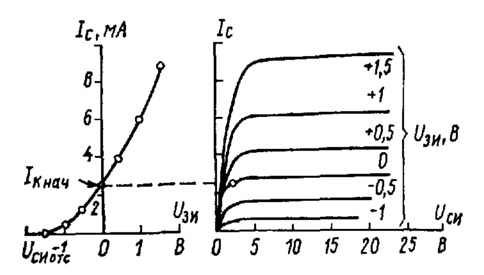


Рис. 27. Статические характеристики МДП-транзистора со встроенным каналом *n*-типа

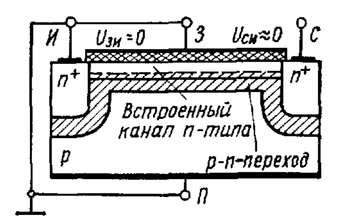


Рис. 28. Структура МДП-транзистора со встроенным каналом

Следует отметить две характерные особенности МДП-транзистора с индуцированным каналом *n*-типа. Во-первых, канал этого транзистора может работать как в режиме обеднения при увеличении отрицательного напряжения затвора, так и в режиме обогащения при увеличении положительного напряжения затвора. Во-вторых, он, в принципе, может работать в усилительном устройстве без постоянного напряжения (напряжения смещения) на затворе, что является его немаловажным положительным свойством.

Если начальный ток $I_{С\,нач}$ МДП-транзистора с индуцированным каналом *n*-типа соизмерим с рабочими токами, на которые он рассчитан, то такой транзистор называют МДП-транзистором со встроенным каналом.

МДП-транзистор с технологическим встроенным каналом (см. рис. 21,*б*) имеет канал *n*- или *p*-типа, изготовленный технологическим путем. У транзисторов этого типа встроенный канал самоизолируется от подложки обедненным слоем *p*—*n*-перехода (рис. 28). Статические характеристики МДП-транзистора с технологическим встроенным каналом *n*-типа качественно не отличаются от характеристик, приведенных на рис. 27. Но у этих транзисторов, работающих в режимах обеднения и обогащения встроенного канала, можно получить большие значения начального тока $I_{\text{С нач}}$. Это же утверждение справедливо для МДП-транзистора со встроенным каналом *p*-типа при условии смены полярности всех междуэлектродных напряжений.

В связи с трудностями изготовления очень тонкого и стабильного, технологически встроенного канала такие МДП-транзисторы в настоящее время пока не нашли широкого распространения.

У МДП-транзисторов всех типов потенциал подложки относительно истока оказывает заметное влияние на характеристики и соответственно параметры транзистора. Благодаря воздействию на проводимость канала подложка может выполнять функцию затвора. Несмотря на то, что управляющее действие подложки в качестве второго затвора относительно невелико, это свойство используется в ряде специальных схем. Напряжение на подложке относительно истока должно иметь такую полярность, чтобы *p*—*n*-переход исток — подложка включался в обратном направлении. Одновременно это приводит к расширению индуцированного или встроенного *p*—*n*-перехода канал — подложка, что соответственно вызывает уменьшение исходной проводимости и тока насыщения канала. Иными словами, *p*—*n*-переход канал — подложка действует как затвор полевого транзистора с управляющим *p*—*n*-переходом. Для иллюстрации на рис. 29 приведены статические характеристики управления МДП-транзистора с индуцированным каналом *p*-типа для различных напряжений на подложке относительно истока при $U_{\text{СИ}} = \text{const}$.

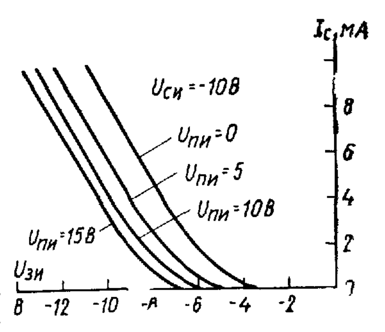


Рис. 29. Статические характеристики управления МДП-транзистора с индуцированным каналом для различных напряжений на подложке относительно истока и $U_{\text{СИ}} = \text{const}$

Эквивалентная схема МДП-транзистора может быть получена с помощью модели прибора, представленной на рис. 30,*а*. На этой модели выделены элементы электрической цепи, объединенные в схему, которые определяют свойства МДП-транзистора по переменному току. Одни из этих элементов являются главными, определяющими, другие — второстепенными, отражающими эффекты второго порядка. На рис. 30,*б* главные элементы изображены сплошными линиями, второстепенные — штриховыми. Каждому из этих элементов можно придать определенный физический смысл.

Рассмотрим главные элементы. Зависимость тока стока от напряжения затвора, т. е. усилительные свойства транзистора, в эквивалентной схеме моделирует генератор тока $i_{\text{г}\sim} = S u_{\text{з.и}\sim}$, зашунтированный внутренним сопротивлением транзистора R_i. Элемент $C_{\text{з}}$ — это емкость затвора, а $R_{\text{к.ср}} \approx R_{\text{к}}/2 = 1/(2G_{\text{к}})$ — сосредоточенный эквивалент сопротивления канала, распределенного вдоль емкости затвора [см. формулу (34)]. Совместно они определяют инерционные свойства затвора — его постоянную времени $\tau_{\text{з}} = C_{\text{з}} R_{\text{к.ср}}$. Элемент $C_{\text{з.с}}$ представляет

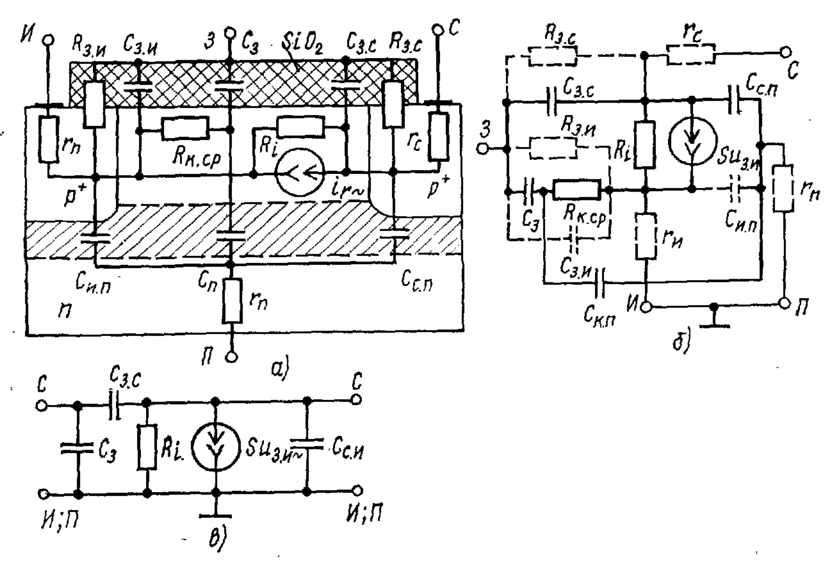


Рис. 30. Эквивалентные схемы МДП-транзистора с индуцированным (и встроенным) каналом для переменного тока

собой эквивалент распределенной емкости, через которую осуществляется обратная связь входной цепи затвора с выходной цепью стока. Элемент $C_{к.п}$ характеризует емкость p—n-перехода, разделяющего индуцированный или встроенный канал от подложки (обычно $C_{к.п} \gg C_з$). Элемент $C_{с.п}$ — это емкость обратно включенного p—n-перехода сток — подложка.

Второстепенными являются следующие элементы эквивалентной схемы: $C'_{з.и}$ — паразитная междуэлектродная емкость затвор — исток (обычно она много меньше емкости $C_з$), $C_{и.п}$ — емкость p—n-перехода исток — подложка, $R_{з.с}$ — сопротивление утечки между стоком и затвором, а $R_{з.и}$ — сопротивление утечки между затвором и истоком (так как затвор изолирован от канала слоем диэлектрика, эти сопротивления имеют величины 10^{14}—10^{15} Ом, поэтому их шунтирующим действием на емкости $C_{з.с}$ и $C_з$ можно пренебречь), $r_и$ и $r_с$ — это объемные сопротивления высоко легированных областей истока и стока (малая протяженность и высокая удельная проводимость указанных областей обусловливают относительно малое их сопротивление — доли ома, поэтому их влиянием на работу схемы можно пренебречь), $r_п$ — это объемное сопротивление подложки, которое также пренебрежимо мало, так как невысокая удельная проводимость подложки вполне компенсируется ее большим поперечным сечением.

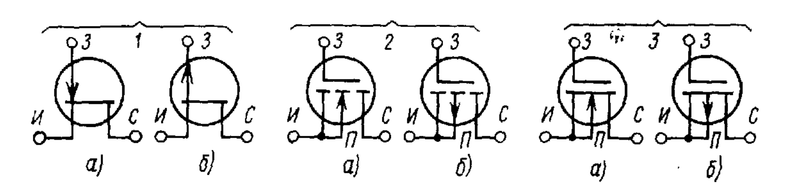


Рис. 31. Условные графические изображения полевых транзисторов:
1 — с управляющим p—n-переходом; 2 — с индуцированным каналом; 3 — со встроенным каналом (а — канал n-типа; б — канал p-типа)

Таблица. **Режимы работы каналов и полярности электродных напряжений полевых транзисторов**

Тип полевого транзистора	Канал	Подложка	Режим	$U_{ЗИ}$	$U_{ЗИ\ отс}$ ($U_{ЗИ\ пор}$)	$U_{СИ}$	$U_{ПИ}$
Транзистор с управляющим *p*—*n*-переходом	*n*	*p*	Обеднение	<0	<0	>0	$\leqslant 0$
	p	*n*	Обеднение	>0	>0	<0	$\geqslant 0$
МДП-транзистор с индуцированным каналом *p*-типа	*p*	*n*	Обогащение	<0	(<0)	<0	$\geqslant 0$
МДП-транзистор с индуцированным каналом *n*-типа	*n*	*p*	Обеднение	<0	<0	>0	$\leqslant 0$
			Обогащение	>0			
МДП-транзистор со встроенным каналом	*n*	*p*	Обеднение	<0	<0	>0	$\leqslant 0$
			Обогащение	>0			
	p	*n*	Обеднение	>0	>0	<0	$\geqslant 0$
			Обогащение	<0			

Примечание. МДП-транзисторы с индуцированным каналом *n*-типа при условии соизмеримости $I_{С\ нач}$ с рабочим током или при использовании режима обеднения относят к типу транзисторов со встроенным (естественным) каналом.

В упрощенной эквивалентной схеме второстепенные элементы опускают. Обычно подложку транзистора соединяют с истоком (рис. 30,*б*), что позволяет осуществить некоторые дополнительные упрощения. В конечном итоге упрощенная эквивалентная схема МДП-транзистора с подложкой, соединенной с истоком, имеет вид, приведенный на рис. 30,*в*.

На рис. 31 показаны условные графические изображения полевых транзисторов, а в таблице приведены их режимы работы и полярности электродных напряжений относительно истока.

ЧАСТОТНЫЕ, ТЕМПЕРАТУРНЫЕ И ШУМОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Быстродействие полевого транзистора, используемого в качестве усилительного элемента, принято оценивать коэффициентом

$$\gamma_ш = S/(C_{вых} + C_{вх}) = S/C_н, \qquad (45)$$

который называют *коэффициентом широкополосности*. Рассмотрим физический смысл этого коэффициента. На рис. 32 показана упрощенная эквивалентная схема полевого транзистора, представленного в виде генератора тока $I_{rm} = SU_{ЗИm}$, нагруженного на комплексную проводимость $Y = G_i + G_н + j\omega C_н$, где $G_i = 1/R_i$ — внутренняя проводимость самого полевого транзистора; $G_н = 1/R_н$ — активная нагрузка усилительного каскада; $j\omega C_н$ — реактивная составляющая проводимо-

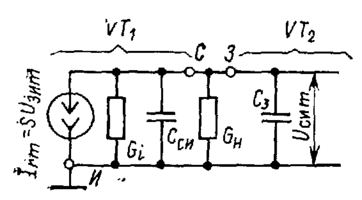


Рис. 32. Упрощенная эквивалентная схема полевого транзистора с общим истоком, нагруженного на комплексную проводимость

сти нагрузки; $C_н = C_{вых} + C_{вх}$, где $C_{вых} \approx C_{с.и}$ — выходная емкость каскада, а $C_{вх} \approx C_з$ — входная емкость, т. е. емкость затвора полевого транзистора последующего каскада. Из схемы рис. 32 удалены все элементы, не имеющие существенного значения для определения коэффициента широкополосности. Применительно к данной схеме коэффициент усиления сигнала по напряжению равен

$$K = \frac{U_{си\,m}}{U_{зи\,m}} = \frac{I_{с\,m}}{U_{зи\,m}\,|Y|} = \frac{S}{\sqrt{(G_i + G_н)^2 + (\omega C_н)^2}}.$$

Крутизна в пределах рассматриваемых частот не зависит от частоты, кроме этого, всегда выполняется неравенство $G_i \ll G_н$ (т. е. $R_i \gg R_н$), поэтому

$$K \approx S/\sqrt{G^2_н + (\omega C_н)^2}. \tag{46}$$

Из выражения (46) следует, что с увеличением частоты ω коэффициент K уменьшается, так как сказывается шунтирующее действие емкости $C_н$. На относительно низкой (средней) частоте, на которой $G_н \gg \omega_0 C_н$, получаем $K_0 \approx \approx S/G_н \gg 1$. На некоторой верхней частоте, на которой $G_н = \omega_в C_н$, коэффициент усиления каскада по напряжению уменьшается в $\sqrt{2}$ раза, т. е.

$$K_в \approx S/(\omega_в C_н \sqrt{2}) = S/(G_н \sqrt{2}) = K_0/\sqrt{2}. \tag{47}$$

Используя соотношение (47), находим

$$K_0 \omega_в = S/C_н \approx S/(C_{с.и} + C_з) = \gamma_ш. \tag{48}$$

Формула (48) показывает, что произведение коэффициента усиления K_0 на верхнюю частоту $\omega_в$ (*площадь усиления каскада*) определяется параметрами транзистора. Полагая $G_н = S$, получаем $K_0 = 1$. Очевидно, *верхняя* (*граничная*) *частота* для этого частного случая согласно формуле (48) равна коэффициенту широкополосности полевого транзистора: $1 \cdot \omega_{гр} \approx S/C_н \approx \gamma_ш$.

Согласно формуле (35) емкость затвора прямо пропорциональна длине канала $l_к$, а крутизна транзистора, наоборот, обратно пропорциональна его длине [см. формулы (21), (29), (41) и (44)]. Следовательно, $\omega_{гр} = \gamma_ш \sim 1/l^2_к$, поэтому для увеличения широкополосности транзистора следует предельно уменьшать длину канала. Уменьшение ширины канала b приводит к пропорциональному уменьшению емкостей транзистора и его крутизны, поэтому коэффициент $\gamma_ш$ остается неизменным.

В реальной усилительной схеме верхняя частота $\omega_в$ получается меньше $\omega_{гр} = 2\pi f_{гр}$, так как $K_0 > 1$ (ибо $G_н < S$). Кроме того, на схему влияют некоторые другие, опущенные нами емкости. Тем не менее формула (45), учитывающая самый главный фактор, дает очень удобное и наглядное представление о высокочастотных свойствах и возможностях полевого транзистора независимо от параметров конкретной усилительной схемы.

На работу усилителя в области высоких частот может оказать существенное влияние проходная емкость $C_{з.с}$, связывающая обратной паразитной связью входную цепь затвора с выходной цепью стока. При определенных условиях эта обратная связь может привести к самовозбуждению усилителя, поэтому в вы-

сокочастотных полевых транзисторах емкость $C_{з.с}$ должна быть по возможности малой. *Максимальный устойчивый коэффициент усиления на частоте* ω ориентировочно оценивается соотношением

$$K_{\omega max} \leqslant 0{,}5\sqrt{S/(\omega C_{з.с})}. \quad (49)$$

Уменьшения проходной емкости можно добиться путем последовательного соединения двух МДП-транзисторов (см. стр. 49).

В диапазоне сверхвысоких частот на работу полевого транзистора, помимо перечисленных выше факторов, может повлиять конечное значение пролетного времени носителей вдоль канала:

$$t_{пр} = l_к/v = l_к/(\mu E) = l^2_к/(\mu U_{СИ}), \quad (50)$$

где v — дрейфовая скорость носителей; μ — их подвижность. Действие этого фактора сказывается на частоте, на которой $t_{пр}$ становится соизмеримым с периодом сверхвысокочастотного сигнала. При этом изменения тока стока не успевают следовать за изменениями управляющего напряжения затвора, и усилительное свойство транзистора ухудшается. Наилучшими частотными свойствами обладают полевые транзисторы с барьером Шотки, лабораторные образцы которых в качестве усилительных элементов работают на частотах до 30 ГГц.

Температурная зависимость характеристик и параметров полевых транзисторов, прежде всего, определяется влиянием температуры на напряжение отсечки и пороговое напряжение. С увеличением температуры уменьшается контактное напряжение $U_{кон}$, возникающее на границе соприкосновения двух сред с различным типом электропроводности. Эта зависимость определяется *температурным коэффициентом напряжения* $\alpha_{t^\circ} \approx -2\cdot10^{-3}$ В/К для p—n-перехода и $\alpha_{t^\circ} \approx -0{,}5\cdot10^{-3}$ В/К для границы раздела диэлектрик — полупроводник.

Для полевого транзистора с управляющим p—n-переходом на основании формулы (17) получаем

$$|U_{ЗИ\ отс}|_{\Delta T} = h^2/a_n - (U_{кон} - 2\cdot10^{-3}\Delta T) = |U_{ЗИ\ отс}| + 2\cdot10^{-3}\Delta T, \quad (51)$$

где $\Delta T = T - 293$ — абсолютное изменение температуры прибора относительно комнатной (20° С); $-2\cdot10^{-3}$ В/К — *температурный коэффициент нестабильности напряжения отсечки.*

Для МДП-транзистора с индуцированным каналом каждое из слагаемых выражения (40) вносит температурную нестабильность: слагаемые $U_{п.с}$ и $U_{кон}$ вносят температурную нестабильность, примерно равную $-0{,}5\cdot10^{-3}$ В/К, а $U_{о.с}$ — примерно равную $-2\cdot10^{-3}$ В/К, где $U_{о.с}$ — напряжение, выделяющееся на обедненном слое, разделяющем индуцированный канал от подложки, т. е. напряжение p—n-перехода канал — подложка. Следовательно,

$$|U_{ЗИ\ пор}|_{\Delta T} \approx A[(U_{п.с} + U_{кон} + U_{о.с}) - (0{,}5 + 0{,}5 + 2)]\cdot10^{-3}\Delta T = |U_{ЗИ\ пор}| - $$
$$-(1{,}5\div2)\cdot3\cdot10^{-3}\Delta T = |U_{ЗИ\ пор}| - (4{,}5\div6)\cdot10^{-3}\Delta T, \quad (52)$$

где $(4{,}5\div6)\cdot10^{-3}$ В/К — *температурный коэффициент нестабильности порогового напряжения* МДП-транзистора.

Из выражения (52) следует, что основной вклад в температурную нестабильность порогового напряжения МДП-транзистора с индуцированным каналом вносит напряжение $U_{о.с}$, выделяющееся на p—n-переходе канал — подложка.

Нетрудно заметить, что с увеличением температуры уменьшение контактного напряжения при $U_{ЗИ} = \mathrm{const}$ приводит к увеличению эффективного сечения ка-

нала. В полевом транзисторе с управляющим p—n-переходом это происходит из-за уменьшения толщины управляющего p—n-перехода [см. формулу (11)]. В МДП-транзисторе с индуцированным каналом это происходит из-за увеличения напряжения $|U_{ЗИ}-U_{ЗИ\,пор}|$, индуцирующего токопроводящий канал. Следовательно, данный фактор при указанных условиях способствует увеличению тока стока $I_С$. Но с увеличением температуры уменьшается подвижность носителей зарядов из-за сокращения их длины свободного пробега. Следовательно, удельная проводимость полупроводника канала полевого транзистора с увеличением температуры уменьшается, а это способствует уменьшению тока стока. При определенном значении $U_{ЗИ\,t^{\circ}}$ происходит полная взаимная компенсация противоположно действующих факторов, и ток стока $I_{С\,нас}$ оказывается практически независимым от температуры.

На рис. 33,*а, б* показаны стоко-затворные характеристики полевых транзисторов при различных значениях температуры. У полевых транзисторов с управляющим p—n-переходом точка температурной компенсации тока стока смещена относительно напряжения отсечки на 0,6 В (рис. 33,*а*). Для различных МДП-транзисторов центр некоторой области наилучшей температурной компенсации тока стока оказывается смещенным относительно порогового напряжения на (0,8÷3,9) В (на рис. 33, *б* примерно на 1,5 В).

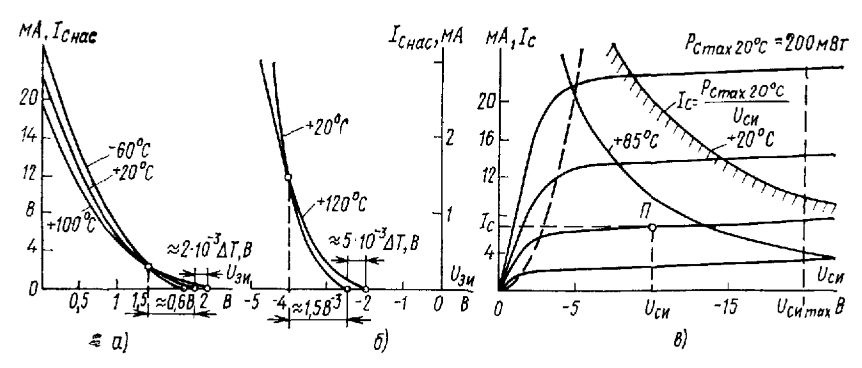


Рис. 33. Влияние температуры на стоко-затворные характеристики транзистора:
а) с управляющим p—n-переходом; *б*) МДП-транзистора; *в*) линии допустимой мощности полевого транзистора для $t_0^{\circ}=20°$ С и 85° С

Из рис. 33, *а, б* следует, что крутизна S с увеличением температуры уменьшается. Уменьшение больших значений токов стока с увеличением температуры обусловливает отсутствие у полевых транзисторов вредного явления самоперегрева, характерного для биполярных транзисторов, у которых повышение температуры приводит к росту тока коллектора и к еще большему разогреву коллекторного перехода.

У полевых транзисторов с управляющим p—n-переходом при увеличении температуры резко возрастает постоянная составляющая тока затвора в соответствии с температурной зависимостью тока обратно включенного p—n-перехода:

$$I_З|_{\Delta T} \approx I_{З\,(20°C)} \cdot 2^{\Delta T/10}. \qquad (53)$$

Изменение постоянной составляющей тока затвора в усилительных устройствах может привести к изменению напряжения смещения, что необходимо учи-

тывать при расчете этих схем. В МДП-транзисторах изменения температуры на ток затвора практически не влияют.

Температура полевого транзистора зависит от выделяющейся в канале тепловой мощности $P_{с}=I_{С}|U_{СИ}|$ (где $I_{С}$ и $U_{СИ}$ — постоянные составляющие тока и напряжения стока) и условий охлаждения прибора, т. е. температуры окружающей среды $t°_{о}$, и качества тепловода. *Максимально допустимая мощность* полевого транзистора определяется формулой

$$P_{с\ max}=P_{с\ max\ 20\ °С}\frac{t°_{п\ max}-t°_{о}}{t°_{п\ max}-20°С}, \qquad (54)$$

где $t_{п\ max}$ — максимально допустимая температура прибора (для кремниевых приборов 150° С); $t°_{о}$ — температура окружающей среды; $P_{с\ max 20°С}$ — максимально допустимая мощность при $t°_{о}=20°$ С (обычно приводится в справочниках). Из формулы (54) следует, что с повышением температуры окружающей среды $t°_{о}$ максимально допустимая мощность полевого транзистора уменьшается, так как при повышенной температуре среды ухудшаются условия охлаждения прибора. На рис. 33,*в* приведены линии допустимой мощности, построенные согласно равенству $I_{С}=P_{с\ max}/|U_{СИ}|$ для двух различных температур. Режим работы полевого транзистора по постоянному току следует выбирать так, чтобы точка покоя ($I_{С}$ и $U_{СИ}$) располагалась в области насыщения ниже линии допустимой мощности. В этом случае $P_{с}=I_{С}|U_{СИ}|<P_{с\ max}$.

Кремниевые полевые транзисторы могут успешно работать при $t°_{о}\ll 125°$ С. Нижний предел температуры для них практически неограничен. Полевые транзисторы, в отличие от других полупроводниковых приборов, обладают лучшей радиационной стойкостью, т. е. оказываются менее чувствительными к воздействию проникающей радиации.

Шумы полевого транзистора определяются тепловым, избыточным (или $1/f$) и дробовым шумами.

Тепловой шум вызывается хаотическим движением носителей зарядов в проводящей среде, создающим флуктуации тока и напряжения. На средних рабочих частотах полевого транзистора этот источник шума является основным.

Избыточный (или $1/f$-шум) доминирует в области низких частот, его интенсивность возрастает примерно обратно пропорционально рабочей частоте (отсюда и происходит название $1/f$-шум). Источником избыточного шума являются произвольные локальные изменения электрических свойств материалов и их поверхностных состояний. Он в сильной степени зависит от несовершенства технологии производства как исходных материалов, так и самих приборов, но полностью принципиально неустраним. У современных полевых транзисторов с управляющим *p*—*n*-переходом избыточный шум превышает тепловой шум только на частотах, меньших 0,1 кГц, у МДП-транзисторов он более интенсивен и начинает заметно проявляться с частот, меньших 1—5 МГц.

Дробовой шум создается током утечки затвора. У полевых транзисторов он относительно мал, поэтому его обычно не учитывают. На относительно высоких частотах тепловая составляющая стокового напряжения через емкость обратной связи $C_{з.с}$ проникает в цепь затвора и усиливается полевым транзистором вместе с сигналом, поэтому в этой области частот наблюдается тенденция к нарастанию интенсивности шумов, но это происходит уже на частотах, превышающих $\omega_{гр}$, и поэтому не является существенным мешающим фактором.

На рис. 34,*а* показаны типовые зависимости спектральной плотности квадра-

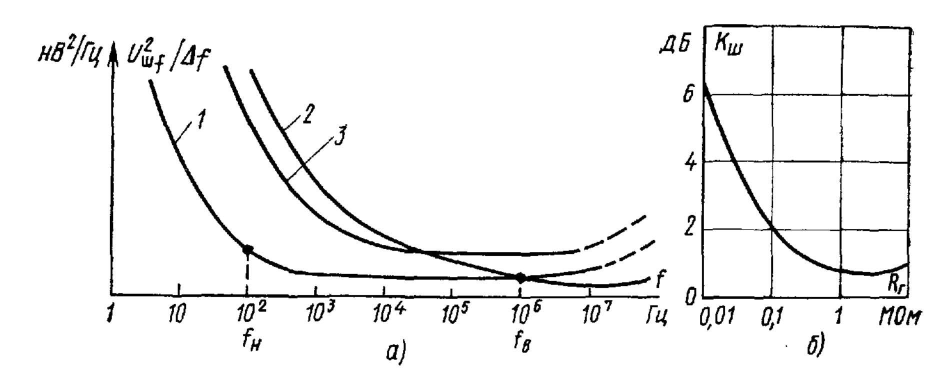


Рис. 34. Типовые зависимости спектральной плотности шумовых напряжений от частоты (*а*) и зависимость коэффициента шума полевого транзистора от внутреннего сопротивления источника усиливаемого сигнала (*б*):

1 — для транзистора с управляющим *p—n*-переходом; *2* — для транзистора с индуцированным затвором; *3* — для биполярного транзистора

тов шумовых напряжений (т. е. величин, прямо пропорциональных мощности шумов, приходящихся на полосу $\Delta f = 1$ Гц) для полевых и биполярных транзисторов, свидетельствующие о бесспорном преимуществе полевых транзисторов с управляющим *p—n*-переходом по шумам в области низких частот. В области средних рабочих частот по шумам полевые транзисторы в сравнении с биполярными не имеют существенных преимуществ.

Шумовые свойства полевых транзисторов удобно оценивать действующими значениями их шумовых напряжений или эдс $E_ш$, приходящихся на полосу в 1 Гц, расположенную в области средних рабочих частот.

В радиоэлектронике собственные (внутренние) шумы как усилительных устройств, так и отдельных усилительных элементов (приборов) обычно оценивают с помощью *коэффициента шума*, выраженного в логарифмических единицах (децибелах):

$$K_ш = 10\lg\frac{P_{с.вх}/P_{ш.вх}}{P_{с.вых}/P_{ш.вых}} = 10\lg\frac{U^2_{с.вх}/U^2_{ш.вх}}{U^2_{с.вых}/U^2_{ш.вых}} = 20\lg\frac{U_{с.вх}/U_{ш.вх}}{U_{с.вых}/U_{ш.вых}}. \quad (55)$$

Этот коэффициент характеризует уменьшение отношения сигнал-шум на выходе усилительного устройства или электронного прибора относительно соотношения сигнал-шум на входе за счет собственных внутренних шумов устройства.

В выражении (55) $P_{ш.вх}$ (или $U_{ш.вх}$) — это шумы, которые создает на входе электронного прибора внутреннее сопротивление источника усиливаемого сигнала $R_г$. Если источником сигнала является предшествующий усилительный каскад, то $R_г$ примерно соответствует его сопротивлению нагрузки, т. е. $R_н$. Коэффициент $K_ш$ зависит от $R_г$ и имеет минимальное значение при $R_г$ в несколько мегом. На рис. 34,*б* показана зависимость $K_ш$ от $R_г$. Минимальное значение $K_ш$ для полевых транзисторов составляет около 1 дБ.

СПОСОБЫ ВКЛЮЧЕНИЯ И СИСТЕМА *y*-ПАРАМЕТРОВ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Любой активный управляемый электронный прибор, имеющий три основных электрода, может быть включен в усилительную схему тремя различными способами. Применительно к полевым транзисторам различают следующие

схемы включения: *схема с общим истоком* (ОИ) — основная схема включения (рис. 35,*а*); *схема с общим стоком* (ОС) или *истоковый повторитель* (рис. 35,*б*); *схема с общим затвором* (ОЗ, рис. 35,*в*), используется относительно редко.

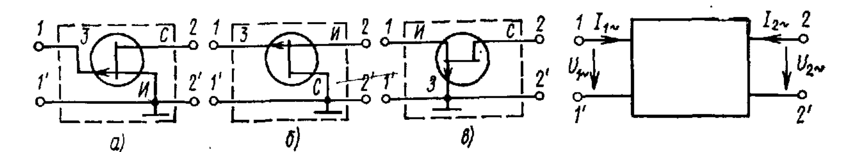


Рис. 35. Три способа включения полевого транзистора в схему:
а) с общим истоком; *б*) с общим стоком; *в*) с общим затвором

Рис. 36. Представление транзистора в виде активного линейного четырехполюсника для переменного тока

Нетрудно заметить, что любая из перечисленных схем является четырехполюсником, имеющим два входных зажима: 1; 1′ и два выходных зажима: 2; 2′. Если учитывать только переменные составляющие токов и напряжений с относительно малыми амплитудами, т. е. усиливаемый сигнал, то такой четырехполюсник будет активным и линейным. Общепринятые в теории четырехполюсников положительные направления токов и напряжений на рис. 36 показаны стрелками. Полная однозначная взаимосвязь между входными и выходными напряжениями и токами устанавливается с помощью одной из систем, состоящей из двух независимых уравнений. Из шести возможных совместных систем для полевых транзисторов наиболее удобной является система *g*-параметров (или система *y*-параметров):

$$\left.\begin{aligned} I_{1\sim} &= g_{11}U_{1\sim} + g_{12}U_{2\sim};\\ I_{2\sim} &= g_{21}U_{1\sim} + g_{22}U_{2\sim}. \end{aligned}\right\} \qquad (56)$$

Постоянные (в общем случае комплексные) коэффициенты данной системы уравнений, имеющие размерность проводимостей, и являются универсальными параметрами. Так как эти параметры оказываются различными для каждой из схем включения прибора, то их обычно снабжают дополнительными индексами, указывающими на конкретную схему включения; например, для полевого транзистора, включенного с ОИ: $g_{11\text{и}}$; $g_{21\text{и}}$; $g_{12\text{и}}$ и т. д., соответственно: $I_{1\sim}=i_{\text{з}\sim}$; $I_{2\sim}=i_{\text{с}\sim}$; $U_{1\sim}=u_{\text{з.и}\sim}$; $U_{2\sim}=u_{\text{с.и}\sim}$.

Универсальные *g*-параметры определяются опытным путем и для схемы с ОИ имеют следующий физический смысл:

$g_{11\text{и}}=i_{\text{з}\sim}/u_{\text{з.и}\sim}$ при $u_{\text{си}\sim}=0$ — *входная проводимость* при коротком замыкании стока с истоком;

$g_{12\text{и}}=i_{\text{з}\sim}/u_{\text{с.и}\sim}$ при $u_{\text{з.и}\sim}=0$ — *проводимость обратной передачи* при коротком замыкании затвора с истоком;

$g_{21\text{и}}=i_{\text{с}\sim}/u_{\text{з.и}\sim}$ при $u_{\text{с.и}\sim}=0$ — *проводимость прямой передачи* при коротком замыкании стока с истоком;

$g_{22\text{и}}=i_{\text{с}\sim}/u_{\text{с.и}\sim}$ при $u_{\text{з.и}\sim}=0$ — *выходная проводимость* при коротком замыкании затвора с истоком.

Во всех случаях имеется в виду короткое замыкание только переменных составляющих, что осуществляется с помощью подключения конденсатора большой емкости, так чтобы постоянные составляющие, определяющие выбраный

режим работы полевого транзистора по постоянному току, оставались неизменными.

Сопоставляя перечисленные g-параметры с эквивалентной схемой (см. рис. 32) при условии $\omega \to 0$, получаем: $g_{11\,и}=1/R_{з.и}+1/R_{з.с}$; $g_{12\,и}=1/R_{з.с}$ (откуда $1/R_{з.и}=g_{11\,и}-g_{12\,и}$); $g_{21\,и}=S$; $g_{22\,и}=1/R_i$ (откуда $\mu=SR_i=g_{21\,и}/g_{22\,и}$).

На высоких частотах g-параметры переходят в комплексные y-параметры, где $y=g+j\omega C$. Реактивные составляющие комплексных проводимостей определяются соответствующими емкостями полевого транзистора. Согласно рис. 30,*в* получаются следующие примерные соотношения: *входная емкость* $C_{11и}\approx C_з+C_{з.с}$; *проходная емкость* $C_{12\,и}\approx C_{з.с}$; *выходная емкость* $C_{22\,и}\approx C_{с.п}$. Крутизна полевого транзистора практически остается вещественной во всем диапазоне рабочих частот, т. е. $S=g_{21\,и}$.

ПРОМЫШЛЕННЫЕ ОБРАЗЦЫ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

В настоящее время при изготовлении полупроводниковых приборов обычно используется планарная технология, при которой полупроводниковый прибор создается путем последовательных операций, осуществляемых в основном только над верхней поверхностью кристалла. По данной технологии выполнены все отечественные полевые транзисторы.

Обозначение полевых транзисторов состоит из следующих элементов.

Первый элемент — КП или 2П, что означает кремниевый полевой (сдвоенные транзисторы — КПС или соответственно 2ПС).

Второй элемент — число, указывающее назначение и качественные свойства транзистора, а также порядковый номер разработки. *Транзисторы малой мощности* ($P_с \leqslant 0{,}3$ Вт) и низкой частоты ($f_{гр} \leqslant 3$ МГц) — 101—199, средней частоты ($3 < f_{гр} \leqslant 30$ МГц) — 201—299, высокой и сверхвысокой частот ($f_{гр} > 30$ МГц) — 301—399. *Транзисторы средней мощности* ($0{,}3 < P_с \leqslant 1{,}5$ Вт) и низкой частоты — 401—499, средней частоты — 501—599, высокой и сверхвысокой частот — 601—699. *Транзисторы большой мощности* ($P_с > 1{,}5$ Вт) и низкой частоты — 701—799, средней частоты — 801—899, высокой и сверхвысокой частот — 901—999.

Третий вариант — буква (буквы), указывающая на разновидность транзисторов из данной группы в зависимости от параметров (см. прилож. 1). Внешнее оформление полевых транзисторов с обозначением их электродных выводов показано в прилож. 2, а основные статические характеристики — в прилож. 3.

Отечественной промышленностью освоены следующие полевые транзисторы.

КП101 — полевой транзистор с p—n-переходом и каналом p-типа, предназначен для работы во входных каскадах усилителей низкой частоты и усилителей постоянного тока, для генерирования и преобразования низкочастотных колебаний, а также для работы в ключевых устройствах. Транзистор характеризуется следующими общими (для данной группы) основными параметрами: $C_{СИmax}=-10$ В, $I_З=(10\div20)\cdot10^{-9}$ А, $C_{11\,и}=12$ пФ, $C_{12\,и}=5$ пФ.

КП102 — полевой транзистор с p—n-переходом и каналом p-типа, предназначен для тех же целей, что и КП101. Его кристалл представляет собой прямоугольную пластинку (рис. 37,*а*). В теле кристалла, обладающего высокой электропроводностью n-типа, методом диффузионного внедрения акцепторной примеси через квадратное окно специальной маски создают тонкую область (канал) с относительно слабо выраженной электропроводностью p-типа. По краям канала через другую маску тоже методом диффузии создают более глубокие области с

высокой концентрацией акцепторной примеси p^+, являющиеся стоком и истоком канала. На эти участки наносится алюминий, создающий с полупроводником данного типа омические контакты стока и истока. Все открытые участки верхней грани кристалла покрываются тонкой защитной пленкой двуокиси кремния SiO_2. Затвором является сам кристалл, нижняя грань которого припаивается к корпусу так, чтобы в месте спая образовался омический контакт (рис. 37,*б*). В другом варианте транзистор КП102 выпускается в пластмассовом корпусе (см. прилож. 2). Транзистор КП102 характеризуется следующими основными параметрами: $U_{\text{СИ}max}=-20$ В, $I_{\text{З}}=1{,}5\cdot10^{-9}$ А, $C_{11\,\text{и}}=10$ пФ, $C_{12\,\text{и}}=5$ пФ, $C_{22\,\text{и}}=$ $=5$ пФ.

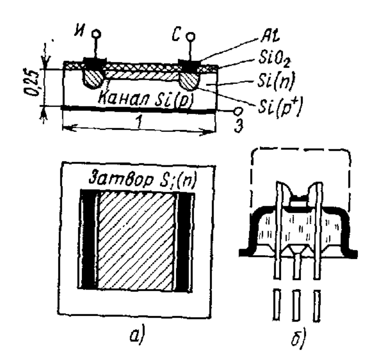


Рис. 37. Устройство кристалла (*а*) и способ его крепления в корпусе (*б*) транзистора КП102

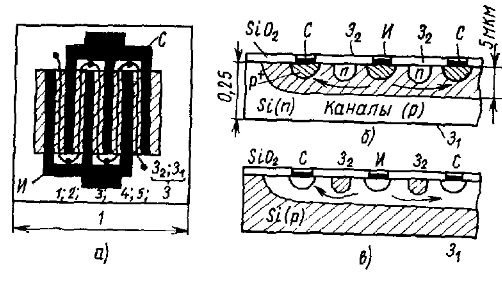


Рис. 38. Устройство кристалла транзистора КП103 (*а*, *б*) и КП302 (*в*)

КП103 — полевой транзистор с *p—n*-переходом и каналом *p*-типа, предназначен для тех же целей, что и транзисторы КП101 и КП102. Этот транзистор, в отличие от КП102, содержит не один, а пять параллельно соединенных каналов, причем каждый из них снабжен дополнительным (вторым) затвором (рис. 38,*а*, *б*). Вторые (верхние по рис. 38,*б*) затворы перекрывают каналы по ширине и поэтому оказываются соединенными с основным (нижним) затвором непосредственно в теле кристалла, нижняя грань которого припаивается к корпусу (см. рис. 37,*б*). Из сказанного следует, что все затворы действуют как единый затвор транзистора. По технологии изготовления и внешнему оформлению транзистор КП103 ничем не отличается от транзистора КП102. Характеризуется следующими основными параметрами: $U_{\text{СИ}max}=-15$ В, $I_{\text{З}}=20\cdot10^{-9}$ А, $C_{11\,\text{и}}=$ $=17$ пФ, $C_{12\,\text{и}}=8$ пФ, $C_{22\,\text{и}}=1$ пФ, $P_{\text{с}\,max}=0{,}12$ Вт. Транзисторам, подобранным в пары, добавляется дополнительный буквенный индекс Р, например КП103ЕР и т. д.

КПС104 — полевой сдвоенный транзистор с *p—n*-переходом и каналом *n*-типа, предназначен для работы во входных каскадах дифференциальных усилителей. Используется в качестве навесных элементов в гибридных интегральных микросхемах. Каждый из транзисторов характеризуется следующими основными параметрами: $U_{\text{СИ}max}=20$ В, $I_{\text{З}}=10^{-9}$ А, $C_{11\,\text{и}}=4{,}5$ пФ, $C_{12\,\text{и}}=1{,}5$ пФ, $C_{22\,\text{и}}=$ $=2$ пФ, $P_{\text{с}\,max}=0{,}045$ Вт.

КП201 — полевой бескорпусный транзистор с *p—n*-переходом и каналом *p*-типа, предназначен для работы во входных каскадах усилителей низкой частоты и усилителей постоянного тока в составе микросхем, узлов и блоков с общей

герметизацией. Характеризуется следующими основными параметрами: $U_{ЗИ\ max}=-10$ В, $I_З=10^{-9}$ А, $C_{11и}=20$ пФ, $C_{12и}=8$ пФ, $f_{гр}\leqslant 30$ кГц, $P_{с\ max}=0,06$ Вт.

КПС202 — полевой сдвоенный транзистор с p—n-переходом и каналом n-типа, предназначен для работы в операционных усилителях и других балансных схемах различного целевого назначения. Оформление обычно бескорпусное (см. прилож. 2), поэтому транзистор используется в составе гибридных интегральных микросхем с общей герметизацией. Характеризуется следующими основными параметрами: $U_{СИ max}=15$ В, $I_З\leqslant 10^{-9}$ А, $C_{11и}=6$ пФ, $C_{12и}=2$ пФ, $P_{с\ max}=0,03$ Вт. Транзисторы КП202 представляют собой одиночный вариант (см. прилож. 2).

КП301 — МДП-транзистор с индуцированным каналом p-типа, предназначен для работы в высокочастотных устройствах. Характеризуется следующими основными параметрами: $U_{СИ\ max}=-20$ В, $I_З=0,3\cdot 10^{-9}$ А, $I_{С\ max}=15$ мА, $C_{11и}=3,5$ пФ, $C_{12и}=1$ пФ, $C_{22и}=3,5$ пФ, $f_{гр}=100$ МГц, $P_{с\ max}=0,2$ Вт.

КП302 — полевой транзистор с p—n-переходом и каналом n-типа, предназначен для работы в аппаратуре общего назначения. Имеет конструкцию кристалла, как у КП103, но с каналом не p-, а n-типа (см. рис. 41,*в*). Характеризуется следующими основными параметрами: $U_{СИ\ max}=20$ В, $I_З=10\cdot 10^{-9}$ А, $C_{11и}=20$ пФ, $C_{12и}=8$ пФ, $C_{22и}\approx 10$ пФ, $f_{гр}\geqslant 30$ МГц, $P_{с\ max}=0,3$ Вт.

КП303 — полевой транзистор с p—n-переходом и каналом n-типа, предназначен для работы в аппаратуре общего назначения. Характеризуется следующими основными параметрами: $U_{СИ\ max}=25$ В, $I_З\approx 10^{-9}$ А, $I_{С\ max}=20$ мА, $C_{11и}=6$ пФ, $C_{12и}=2$ пФ, $f_{гр}=100$ МГц, $P_{с\ max}=0,3$ Вт.

КП304 — МДП-транзистор с индуцированным каналом p-типа, предназначен для работы в усилительных и переключающих устройствах. Характеризуется следующими основными параметрами: $U_{СИ max}=-25$ В, $I_З=20\cdot 10^{-9}$ А, $I_{С\ max}=30$ мА, $C_{11и}=9$ пФ, $C_{12и}=2$ пФ, $C_{22и}=6$ пФ, $P_{с\ max}=0,2$ Вт, $S=4$ мА/В при $U_{СИ}=-10$ В, $I_С=10$ мА, $U_{ЗИ\ пор}=-5$ В.

КП305 — МДП-транзистор со встроенным (индуцированным) каналом n-типа, предназначен для работы во входных каскадах высокочастотных усилителей. Характеризуется следующими основными параметрами: $U_{СИ max}=15$ В, $I_З=(1\div 10^5)\cdot 10^{-14}$ А, $I_{С\ max}=15$ мА, $C_{11и}=5$ пФ, $C_{12и}=0,8$ пФ, $f_{гр}=250$ МГц, $P_{с\ max}=0,15$ Вт (все при подложке, соединенной с истоком).

Для увеличения стабильности параметров транзистора КП305 его затвор, помимо двуокиси кремния, изолируется дополнительным слоем нитрида кремния (Si_3N_4, рис. 39), уменьшающим миграцию ионов в изолирующем слое в процессе работы транзистора. Такие транзисторы иногда называют МНОП-транзисторами.

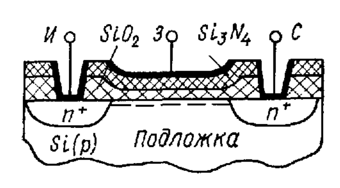


Рис. 39. Устройство МНОП-транзистора

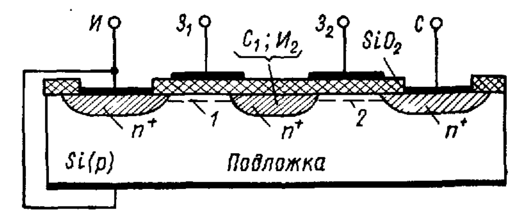


Рис. 40. Устройство транзистора КП350:
1 — канал n-типа первой (основной) транзисторной структуры; *2* — канал n-типа второй (вспомогательной) транзисторной структуры

КП306 — МДП-транзисторов со встроенным (индуцированным) каналом n-типа и двумя затворами (МДП-тетрод), предназначен для высокочастотных каскадов радиоприемных устройств. Транзистор КП306 представляет собой комбинацию двух обычных МДП-транзисторов, соединенных последовательно: сток C_1 первого (основного) транзистора непосредственно в теле кристалла соединяется с истоком $И_2$ второго (вспомогательного) транзистора (рис. 40). Управляющий высокочастотный сигнал обычно подается на первый (основной) затвор $З_1$. На второй (вспомогательный) затвор $З_2$, как правило, подается только постоянное положительное напряжение, которое индуцирует (расширяет) во втором транзисторе токопроводящий канал. С помощью второго канала осуществляется хорошая развязка на высокой частоте управляющего затвора от стока транзистора C из-за уменьшения емкости $C_{12и}$, связывающей эти электроды, что и позволяет резко повысить высокочастотность прибора. При необходимости второй затвор (как и экранирующую сетку пентода) можно использовать в качестве второго управляющего электрода, например, в схеме двухзатворного преобразователя частоты. Транзистор КП306 характеризуется следующими основными параметрами: $U_{СИmax}$=20 В, $I_{З1}=I_{З2}=5\cdot10^{-9}$ А, $I_{C\,max}$=20 мА, $C_{11и}$=5 пФ, $C_{12и}$=0,07 пФ, $f_{гр}$=800 МГц, $P_{C\,max}$=0,15 Вт, $I_{C\,нач}\approx2$ мА, S_1=3—8 мА/В (при $U_{СИ}$=15 В, $U_{З2И}$=10 В, I_C=5 мА), $|U_{ЗИотс}|\leqslant4\div6$ В, $K_ш\leqslant6$ дБ.

КП307 — полевой транзистор с p—n-переходом и каналом n-типа, предназначен для работы в аппаратуре общего назначения. Характеризуется следующими основными параметрами: $U_{СИmax}$=27 В, $I_З=(1\div0,1)\cdot10^{-9}$ А, $I_{C\,max}$=25 мА, $C_{11и}$=5 пФ, $C_{12и}$=1,5 пФ, $f_{гр}$=400 МГц, $P_{C\,max}$=0,25 Вт.

КП308 — полевой транзистор с p—n-переходом и каналом n-типа, предназначен для работы в составе гибридных интегральных микросхем, коммутаторов и схем линейных усилителей. Оформление бескорпусное (см. прилож. 2). Характеризуется следующими основными параметрами: $U_{СИmax}$=25 В, $I_З=(1\div0,5)\times10^{-9}$ А, $I_{C\,max}$=20 мА, $P_{C\,max}$=0,06 Вт.

КП312 — полевой транзистор с p—n-переходом и каналом n-типа, предназначен для работы в высокочастотных усилителях с повышенной чувствительностью. Корпус керамический с полосковыми выводами (см. прилож. 2). Характеризуется следующими основными параметрами: $U_{СИ\,max}$=20 В, $I_З\leqslant10\cdot10^{-9}$ А, $I_{C\,max}$=25 мА, $C_{11и}$=4 пФ, $C_{12и}$=1 пФ, $f_{гр}$=400 МГц, $P_{C\,max}$=0,1 Вт.

КП313 — МДП-транзистор со встроенным (индуцированным) каналом n-типа, предназначен для работы в каскадах усиления и генерирования высокочастотных сигналов. Корпус пластмассовый (см. рис. 39). Характеризуется следующими основными параметрами: $U_{СИmax}$=15 В, $I_З=10\cdot10^{-9}$ А, $I_{C\,max}$=15 мА, $C_{11и}$=7 пФ, $C_{12и}$=0,9 пФ, $f_{гр}$=250 МГц, $P_{C\,max}$=0,075 Вт, $I_{C\,нач}\approx3$ мА, $S=4,5\div10,5$ мА/В (при $U_{СИ}$=10 В, I_C=5 мА), $|U_{ЗИотс}|=6\div10$ В, $K_ш\leqslant7,5$ дБ.

КП314А — полевой транзистор с p—n-переходом и каналом n-типа, предназначен для работы в специальных предварительных усилителях при температуре жидкого азота. Его основные параметры: $U_{СИmax}$=25 В, $I_З=0,1\cdot10^{-9}$ А, $I_{C\,max}$=20 мА, $I_{C\,нач}=2,5\div20$ мА, S=4 мА/В, $f_{гр}$=100 МГц, $C_{11и}$=6 пФ, $C_{12и}$=2 пФ, $P_{C\,max}$=0,2 Вт.

КП350 — МДП-транзистор со встроенным (индуцированным) каналом n-типа и двумя затворами (МДП-тетрод), предназначен для высокочастотных каскадов приемно-усилительной аппаратуры. Конструкция кристалла и внешнее оформ-

ление так же, как у КП306. Характеризуется следующими основными параметрами: $U_{СИmax}$=15 В, $I_{З1} \approx I_{З2} \approx 0{,}01 \cdot 10^{-9}$ А, $I_{С max}$=30 мА, $C_{11и}=C_{22и}=$ =6 пФ, $C_{12и}$=0,07 пФ, $f_{гр} \geqslant 200$ МГц, $P_{с max}$=0,2 Вт.

КП901 — МДП-транзистор с индуцированным каналом *n*-типа, предназначен для работы в приемно-передающих устройствах. Корпус металлокерамический с жесткими выводами и монтажным винтом (см. рис. 39). Характеризуется следующимн основными параметрами: $U_{СИ max}$=70 В, $I_{С ост}$=7 мА, $I_{С max}$=4 А, $f_{гр} \geqslant 100$ МГц, $C_{11и}$=50 пФ, $C_{12и}$=4 пФ, $P_{с max}$=20 Вт, кпд≈40%.

КП902 — МДП-транзистор с индуцированным каналом *n*-типа. Предназначение и внешнее оформление соответствуют транзистору КП901. Характеризуется следующими основиыми параметрами: $U_{СИmax}$=60 В, $I_{С ост} \geqslant 0{,}5$ мА, $I_{З} \leqslant$ $\leqslant 3$ мА, $I_{С max}$=0,2 А, $C_{11и}$=10 пФ, $C_{12и}$=0,5 пФ, $C_{22и}$=8,5 пФ, $f_{гр} \geqslant$ $\geqslant 250$ МГц, $P_{с max}$=3,5 Вт, $I_{С нач} \leqslant 10$ мА, S=10÷25 мА/В (при $U_{СИ}$=50, $I_{С}$=50 мА), $K_{ш}$=6÷8 дБ.

КП903 — полевой транзистор с *p—n*-переходом и каналом *n*-типа. Предназначение и внешнее оформление соответствуют транзистору КП901. Характеризуется следующими основными параметрами: $U_{СИmax}$=20 В, $I_{С ост}=50 \cdot 10^{-9}$ А, $I_{З}=10 \cdot 10^{-9}$ А, $I_{С max}$=0,7 А, $C_{11и}$=18 пФ, $C_{12и}$=15 пФ, $f_{гр} \geqslant 30$ МГц, $P_{С max}$=6 Вт.

КП904 — МДП-транзистор с индуцированным каналом *n*-типа, предназначен для высокочастотных каскадов приемно-передающих устройств. Корпус металлокерамический, с жесткими выводами и монтажным винтом. Характеризуется следующими основными параметрами: $U_{СИmax}$=70 В, $I_{С ост}$=10 мА, $I_{С нач}=$ =70 мА, $I_{С max}$=(3÷5) А, S=(250÷510) мА/В (при $U_{СИ}$=20 В, $I_{С}$=1 А), $C_{11и}$=300 пФ, $P_{с max}$=75 Вт, кпд=53% в режиме В.

ПОЛЕВОЙ ТРАНЗИСТОР КАК ПЕРЕМЕННЫЙ, ЭЛЕКТРИЧЕСКИ УПРАВЛЯЕМЫЙ РЕЗИСТОР

Из рис. 15,*а* и рис. 25,*а* следует, что при относительно малых стоковых напряжениях (порядка $|U_{СИ}| \leqslant |U_{СИнас}|/2$) открытые каналы полевых транзисторов ведут себя практически как линейные резисторы, проводимость которых зависит от напряжения затвора [см. формулы (25) и (41)]. При смене полярности стокового напряжения линейность сопротивлеиия (или проводимости) не нарушается, поэтому полевой транзистор может использоваться как *переменный, электрически управляемый линейный резистор* для постоянного и переменного токов (рис. 41). Следует заметить, что на обратное напряжение стока накладываются некоторые дополнительные ограничивающие условия. Для полевого транзистора с управляющим *p—n*-переходом необходимо, чтобы $|U_{СИ}| \leqslant |U_{ЗИ}|+0{,}5$ В, иначе при воздействии обратного стокового напряжения участок управляющего *p—n*-перехода возле стока окажется открытым настолько, что в стоковой цепи потечет значительный прямой ток затвора, нарушающий линейность резистора. Прямое напряжение на кремниевом *p—n*-переходе, не превышающее 0,5 В, не создает значительного прямого тока (см. рис. 7). Для полевых транзисторов с подложкой, соединенной с истоком, при любом

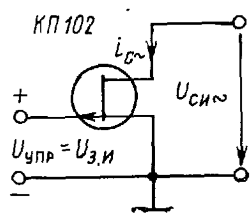


Рис. 41. Полевой транзистор в качестве переменного электрически управляемого резистора

рабочем напряжении на затворе обратное стоковое напряжение не должно превышать указанных 0,5 В. В противном случае через открывающийся *p—n*-переход сток — подложка будет протекать значительный прямой ток этого перехода, нарушающий линейность резистора. Если подложка МДП-транзистора имеет отдельный вывод, то диапазон обратных стоковых напряжений можно увеличить, подав на подложку относительно истока запирающее напряжение. Для полевого транзистора с управляющим *p—n*-переходом минимальное значение регулируемого сопротивления соответствует полностью открытому каналу (при $U_{ЗИ}=0$) — максимальное сопротивление теоретически равно бесконечности, но на практике ограничивается условием $|U_{СИ}| \leqslant |U_{СИ\,нас}|/2$. Дальнейшее увеличение сопротивления канала путем увеличения $|U_{ЗИ}|$ одновременно приводит к уменьшению $|U_{СИнас}|$ (см. рис. 15,*а*), из-за чего нарушается линейность резистора для прямых напряжений стокового напряжения. На рис. 42,*а* приведены

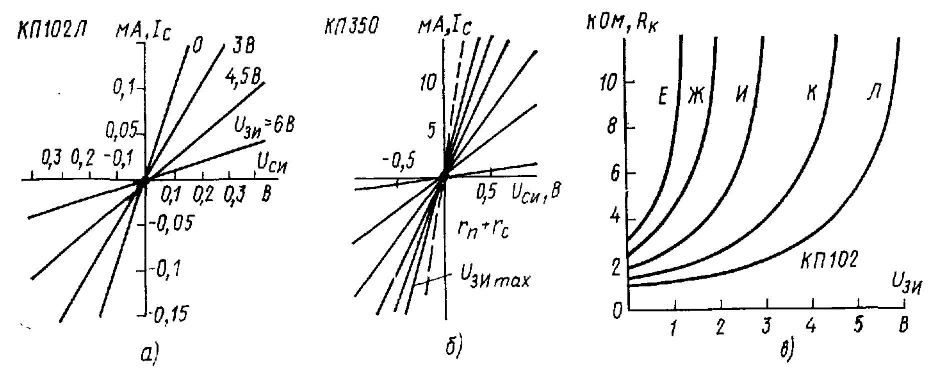


Рис. 42. Начальные участки стоковых характеристик полевого транзистора с управляющим *p—n*-переходом (*а*), с изолированным затвором (*б*), зависимость сопротивления канала от напряжения затвора для транзистора типа КП102 (*в*)

начальные участки семейства стоковых характеристик полевого транзистора с управляющим *p—n*-переходом, *а* на рис. 42,*б* — МДП-транзистора, иллюстрирующие возможность использования этих транзисторов в качестве электрически управляемых линейных резисторов в режиме малых токов и напряжений.

Согласно формуле (41) при неограниченном увеличении напряжения $|U_{ЗИ}|$ проводимость индуцированного канала стремиться к бесконечности (сопротивление открытого индуцированного канала — к нулю). На самом деле напряжение на затворе относительно истока ограничено значением $U_{ЗИ\,max}$. Если сопротивление открытого канала оказывается достаточно малым, то в этом случае следует учитывать сопротивления истоковой и стоковой областей $r_и$ и $r_с$, значения которых могут быть определяющими в общем значении минимального сопротивления (рис. 42,*б*). Максимальное значение регулируемого сопротивления МДП-транзистора определяется теми же факторами, что и у транзистора с управляющим *p—n*-переходом.

На рис. 42,*в* показаны примерные зависимости $R_к = \varphi(U_{ЗИ})$ для различных подгрупп транзистора КП102. В качестве электрически управляемого резистора полевые транзисторы используются в управляемых RC-фильтрах, аттенюаторах, для осуществления автоматической регулировки усиления (АРУ) и в других специальных устройствах.

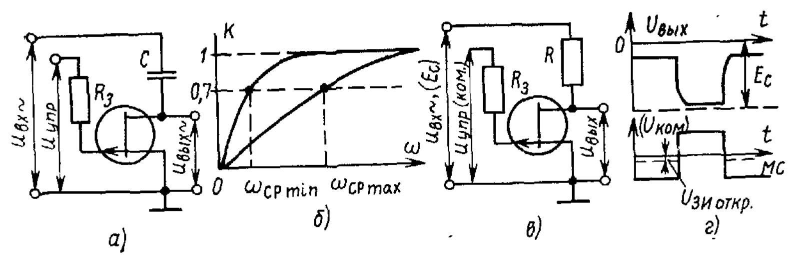


Рис. 43. Управляемый электрический фильтр верхних частот (*а*) и его характеристики передачи (*б*), электронный ключ на полевом транзисторе (*в*) и его временные диаграммы (*г*)

На рис. 43,*а* приведен простейший *однозвенный регулируемый фильтр верхних частот* с частотой среза $\omega_{ср}=1/CR_к$ (частотой среза называют частоту, на которой коэффициент передачи фильтра $K=1/\sqrt{2}\approx 0{,}7$). Изменяя сопротивление полевого транзистора с помощью управляющего напряжения, можно в достаточно широких пределах изменять частоту среза фильтра (рис. 43,*б*). Резистор $R_з$ ограничивает прямой ток управляющего *p—n*-перехода (если управляющее напряжение случайно превысит нормативный уровень).

На рис. 43,*в* представлен простейший *аттенюатор с параллельным включением транзистора относительно выхода*. Коэффициент передачи (ослабления) аттенюатора этого типа определяется выражением $K=u_{вых\sim}/u_{вх\sim}=R_к/(R_к+R)$. При соответствующем выборе резистора R отношение $K_{max}/K_{min}\geqslant 10$. Частным случаем использования управляемого электронного прибора в качестве регулируемого резистора является *ключевой режим*, характеризующийся двумя крайними состояниями: прибор открыт для постоянного тока источника питания (электронный ключ замкнут, его сопротивление минимально) и прибор закрыт — его сопротивление максимально, через нагрузку течет лишь относительно малый остаточный ток $I_{С\,ост}$ (электронный ключ-разомкнут). Достоинством электронного ключа на полевом транзисторе являются быстродействие и практическое отсутствие расхода мощности коммутирующего сигнала. Простейшая схема *электронного* ключа на полевом транзисторе с управляющим *p—n*-переходом приведена на рис. 43,*в*. Внешне она соответствует схеме аттенюатора, но отличается от последнего иным режимом работы. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу электронного ключа, показаны на рис. 43,*г*. В цепь затвора электронного ключа обязательно следует включить ограничивающий резистор $R_з$, обеспечивающий стабильность открытого состояния транзистора и предохраняющий управляющий *p—n*-переход от перегрузки прямым током. Нелинейность стоко-затворной характеристики на работу электронного ключа практически не влияет. Быстродействие электронного ключа в основном определяется постоянной времени цепи затвора, поэтому брать очень большим сопротивление резистора $R_з$ нецелесообразно, ибо в этом случае затягивается переход электронного ключа из одного состояния в другое. Электронные ключи находят широкое применение в автоматике, вычислительной технике, для реализации некоторых импульсных устройств и т. д.

УСИЛИТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Как уже отмечалось, основной схемой включения полевого транзистора является схема с ОИ. Эта схема аналогична включению электронной лампы с общим катодом (ОК) или биполярного транзистора с общим эмиттером (ОЭ).

При создании усилительного каскада на полевом транзисторе, аналогично тому, как это делается в ламповых и транзисторных схемах, в выходной (стоковой) цепи необходимо установить ток покоя $I_{Сп}$ с помощью источника питания стоковой цепи $E_С$, некоторого нагрузочного для постоянного тока резистора $R_с$ и определенного постоянного напряжения смещения на затворе относительно истока $U_{ЗИп}$. Значения и полярности междуэлектродных напряжений определяются типом полевого транзистора и выбранным для работы режимом с учетом наложенных ограничений. Полярности рабочих напряжений, подводимых к электродам различных полевых транзисторов, указаны в таблице на стр. 39. Питание усилителя, как правило, осуществляют от одного источника питания $E_С$.

Схема усилителя низкой частоты на полевом транзисторе с управляющим *р—n*-переходом и автоматическим смещением приведена на рис. 44,*а*. В этой схе-

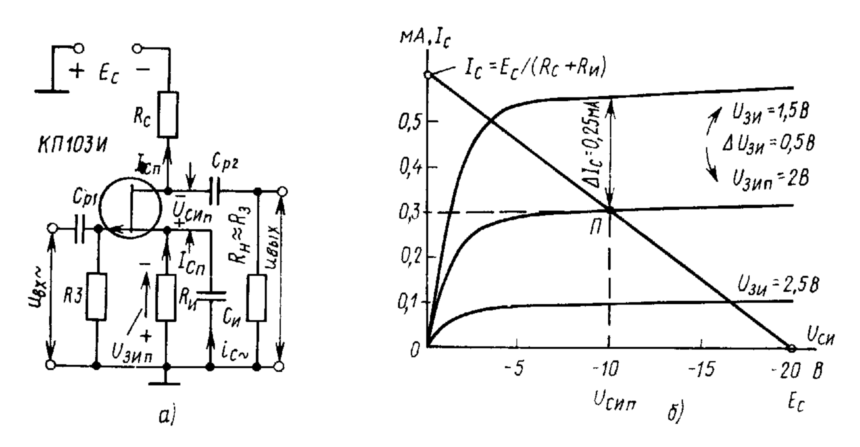


Рис. 44. Схема УНЧ с автоматическим смещением (*а*), графоаналитический способ определения точки покоя усилителя на полевом транзисторе (*б*)

ме, как и в ламповой схеме с ОК, постоянное напряжение, выделяющееся на резисторе $R_и$, обеспечивает требуемое смещение $U_{ЗИп} = I_{Сп}R_и$. Чтобы на этом сопротивлении не выделялось переменное напряжение, переменную составляющую тока стоковой цепи $i_{с\sim}$ на участке резистора $R_{и\sim}$ закорачивают конденсатором $C_и$, емкость которого выбирается из условия $C_и \geqslant 10/R_и\omega_н$, где $\omega_н$ — наименьшая из частот усиливаемого сигнала. Одновременно $R_и$ улучшает стабильность выбранного режима транзистора по постоянному току (стабилизирует величину $I_{Сп}$). Например, увеличение тока $I_{Сп}$ под воздействием дестабилизирующих факторов приводит к увеличению напряжения смещения, которое, воздействуя на затвор транзистора, стремится уменьшить ток стока. При уменьшении тока $I_{Сп}$ наблюдается обратная картина. Сопротивление $R_н$ — это, по существу, входное сопротивление последующего каскада. Обычно $R_с \ll R_н \approx R_з$, где $R_з$ — относительно большое (несколько мегом) сопротивление, служащее для передачи потенциала смещения на затвор и отвода постоянной составляющей тока утечки затвора. Поэтому в данной схеме, как и в большинстве ламповых схем, сопротивление нагрузки стока для постоянного и переменного токов можно считать примерно одинаковым: $R_{с\sim} = R_сR_з/(R_с+R_з) \approx R_с$.

На рис. 44,*б* изображено семейство стоковых характеристик КП103И совместно с *нагрузочной прямой*, определяемой уравнением, полученным на основании второго закона Кирхгофа:

$$E_С = I_С(R_с + R_и) + |U_{СИ}|, \quad (57)$$

где $E_С$ — э.д.с. источника питания, принятая равной $|U_{СИ\,max}| = 20$ В. На нагрузочной прямой рационально выбрано положение точки покоя: $I_{Сп} = 0{,}3$ мА, $U_{СИп} = -10$ В, $U_{ЗИ\,п} = 2$ В. Используя эти данные, находим $R_и = U_{ЗИ\,п}/I_{Сп} = 2/(0{,}3 \cdot 10^{-3}) = 6{,}7$ кОм (принимаем по ГОСТ 6,8 кОм). Решая уравнение (57) относительно $R_с$, получаем $R_с = [(E_С - |U_{СИ\,п}|)/I_{Си}] - R_и = \{[(20-10)/0{,}3] - 6{,}8]\}10^3 = 26{,}5$ кОм (27 кОм). Определив в районе точки покоя крутизну $S = \Delta I_С/\Delta U_{ЗИ} = 0{,}25/0{,}5 = 0{,}5$ мА/В, находим $K = U_{вых\,m}/U_{вх\,m} \approx SR_с = 0{,}5 \cdot 27 = 13{,}5$.

Указанный на рис. 44,*а* способ питания полевого транзистора от одного источника питания не пригоден для МДП-транзисторов с индуцированным каналом, так как у них полярность стокового и затворного питающих напряжений имеет один и тот же знак (см. таблицу). Питание этих транзисторов от одного источника питания обычно осуществляют с помощью делителя напряжения *R1* и *R2*, как это делается для биполярных транзисторов (рис. 45): $U_{ЗИ\,п1} = E_и R_2/(R_1 + R_2)$. При этом имеется возможность осуществить непосредственную связь МДП-транзисторов в многоканальном усилителе без разделительных конденсаторов $C_р$. Смещение напряжения затвора последующего транзистора *V2* обеспечивается напряжением стока предыдущего *V1*. Цепочка *R4* и *C2* обеспечивает уменьшение напряжения смещения второго транзистора до требуемого значения $U_{СИп2} = U_{СИп1} + I_{Сп2}R_и$, где $U_{СИ\,п1} < 0$ (см. рис. 45). Полевые транзисторы со встроенным каналом, в принципе, могут работать при нулевом смещении затвора, т. е. без специального смещения как такового. В многокаскадных усилителях полевые транзисторы легко сочетаются с биполярными, что при решении конкретных задач позволяет максимально использовать преимущества тех и других.

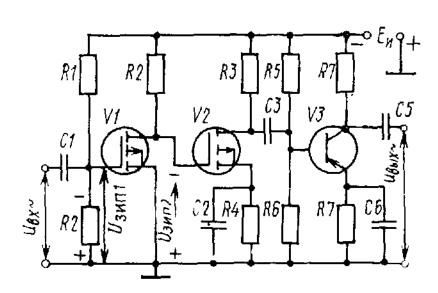


Рис. 45. Схема УНЧ на МДП-транзисторах с питанием от одного источника

Полевые транзисторы, прежде всего, целесообразно использовать для предварительного усиления слабых сигналов, поступающих из приемной антенны или снимаемых с высокоомных датчиков таких, как фотоэлементы и фотоумножители, ионизационные камеры, пьезокристаллы и др.

При конструировании усилителей всегда следует помнить о том, что стоко-затворная характеристика у полевых транзисторов носит отчетливо выраженный нелинейный (*квадратичный*) характер [см. формулы (26) и (43)]. Поэтому в процессе усиления сигналов с относительно большими амплитудами такой усилитель будет вносить заметные нелинейные искажения. Воспользуемся формулой (26) и найдем выражение для мгновенных значений тока стока при входном сигнале $u_{зи} = U_{ЗИп} + U_{ЗИm} \sin \omega_с t$, где $\omega_с$ — частота усиливаемого (гармонического) сигнала, а $U_{ЗИ\,m}$ — его амплитуда:

$$i_с = I_{С\,нач}[1 - (U_{ЗИ\,п} + U_{ЗИm} \sin \omega_с t)/U_{ЗИ\,отс}]^2.$$

После соответствующих преобразований с учетом формул (26) и (29) получаем

$i_c = I_{С\,п} + S_0 U_{ЗИ\,m} \sin\omega_c t + I_{С\,нач} (U_{ЗИ\,m} \sin\omega_c t / U_{ЗИ\,отс})^2$.

Первый член полученного выражения — это постоянная составляющая тока стока в режиме покоя, второй — переменный ток самого сигнала, третий — составляющая, появившаяся в результате искажения гармонической формы сигнала. Используя известную тригонометрическую формулу $\sin^2\alpha = 0{,}5 - 0{,}5\cos 2\alpha$, получаем $0{,}5 I_{С\,нач} U^2_{ЗИ\,m} / U^2_{ЗИ\,отс} - (0{,}5 I_{С\,нач} U^2_{ЗИ\,m} / U_{ЗИ\,отс}) \cos 2\omega_c t = I'_{Сп} - I_{С\,m2} \cos 2\omega_c t$, где $I'_{Сп}$ свидетельствует о изменении постоянной составляющей тока стока, а $I_{С\,m2}\cos 2\omega_c t$ представляет собой вторую гармонику с амплитудой

$I_{С\,m2} = 0{,}5 I_{С\,нач} U^2_{ЗИ\,m} / U_{ЗИ\,отс} = 0{,}25 S' U^2_{ЗИ\,m}$,

где $S' \approx \Delta S / \Delta U_{ЗИ} = 2 I_{С\,нач} / U^2_{ЗИ\,отс} = \text{const}$ — первая производная крутизны по напряжению затвора. (Так как $S' = \text{const}$, то вторая производная функции крутизны по напряжению затвора $S'' = 0$.)

Нелинейные искажения принято оценивать *коэффициентом гармоник*

$K_г = \sqrt{(I^2_{m2} + I^2_{m3} + \ldots) / I^2_{m1}}$,

где I_{m1} — амплитуда первой гармоники, т. е. амплитуда сигнала; I_{m2}, I_{m3} — амплитуды второй, третьей и т. д. гармоник искажений. Учитывая, что у полевого транзистора из-за квадратичности стоко-затворной характеристики нелинейные искажения в основном определяются второй гармоникой, получаем выражение для коэффициента гармоник

$$K_г = \sqrt{I^2_{С\,m2} / I^2_{С\,m1}} = 0{,}25 S' U^2_{ЗИ\,m} / S_0 U_{ЗИ\,m} = S' U_{ЗИ\,m} / 4 S_0, \quad (58)$$

из которого следует, что нелинейные искажения, создаваемые полевым транзистором, находятся в прямой зависимости от $U_{ЗИm}$ и при относительно большой амплитуде усиливаемого сигнала в стоковой цепи могут быть значительными. Это несомненно является недостатком полевых транзисторов в сравнении с другими усилительными электронными приборами, у которых на динамических характеристиках управления имеются достаточно большие почти прямолинейные участки.

Схема простейшего высокочастотного усилителя на полевом транзисторе КП301Б приведена на рис. 46. Источником усиливаемого сигнала является связанный с антенной настраиваемый входной контур *1*, а нагрузкой — настраиваемый выходной контур *2*. Резистор $R_и$ вносит отрицательную обратную связь, что улучшает устойчивость усилителя к самовозбуждению. Электрически управляемый резистор на полевом транзисторе *V2* может быть использован для осуществления автоматической регулировки усиления (АРУ). В качестве управляющего напряжения в системе АРУ (напряжения, подаваемого на затвор *V2*) используется выпрямленное напряжение самого сигнала, формируемого с помощью специального выпрямителя, подключенного к одному из последующих каскадов. По такой же схеме можно построить усилитель промежуточной частоты. Для усилителя УКВ диапазона лучше использовать транзисторы КП306 или КП350.

Полевые транзисторы в схемах высокой и промежуточной частот создают значительно меньшие (в сравнении с другими приборами) нелинейные и перекрестные искажения усиливаемых сигналов. Так, например, коэффициент гармо-

ник огибающей амплитудно-модулированного радиосигнала определяется выражением

$$K_г = AU^2_{cm}(S''/S),\qquad (59)$$

где A — коэффициент пропорциональности; $U_{c\,m}$ — амплитуда огибающей сигнала; S — крутизна; S'' — вторая производная по крутизне характеристики управления усилительного прибора. При квадратичной стоко-затворной характеристике полевого транзистора $S''\approx 0$ и $K_г\approx 0$. Если на вход усилительного элемента совместно с усиливаемым сигналом попадает помеха (например, сигнал от соседней станции), то при определенной нелинейности усилительного элемента возникает так называемая перекрестная модуляция и на полезный сигнал накладывается модуляция мешающей станции. Степень перекрестной модуляции оценивается коэффициентом перекрестных искажений

$$K_{п.и} = BU^2_{пm}(S''/S),\qquad (60)$$

где B — коэффициент пропорциональности; $U_{пm}$ — амплитуда сигнала помехи. Как и в предыдущем случае, для полевого транзистора $S''\approx 0$ и $K_{п.и}\approx 0$.

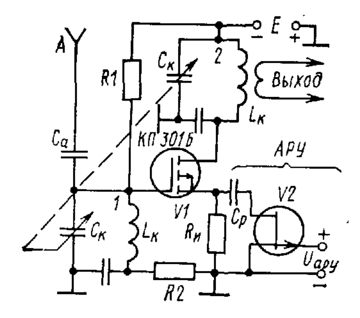


Рис. 46. Схема высокочастотного усилителя на МДП-транзисторе с АРУ, выполненной на полевом транзисторе с управляющим p—n-переходом

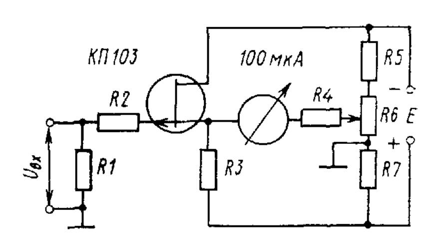


Рис. 47. Схема электронного высокоомного вольтметра на полевом транзисторе

На рис. 46 полевой транзистор с управляющим переходом используется в схеме с АРУ. Он через разделительный конденсатор $C_р$ подключается параллельно сопротивлению обратной связи $R_и$. Следовательно, сопротивление обратной связи для переменного тока оказывается равным $R'_и = R_и R_к/(R_и + R_к)$. При условии $R_и \gg R_{к0}$ диапазон изменения этого сопротивления оказывается достаточно большим, примерно от $R_и$ (при $U_{ару} = U_{ЗИ\,отс}$) до $R_{к0}$ (при $U_{ару} = 0$), где $R_к$ — сопротивление канала полевого транзистора как электрически управляемого резистора; $R_{к0}$ — его сопротивление при нулевом напряжении смещения (см. рис. 42,*в*).

Как известно, коэффициент усиления усилителя, охваченного отрицательной обратной связью, определяется выражением $K_{о.с} = K/(1+\beta_{о.с}K)$, где $\beta_{о.с} = u_{о.с}/u_{к}$ — коэффициент обратной связи, который для схемы рис. 46 равен $\beta_{о.с}\approx R'_и/R_{к.р}$; $R_{к.р}$ — резонансное сопротивление контура, являющегося нагрузкой усилителя. При изменении коэффициента обратной связи изменяется и коэффициент усиления схемы $K_{о.с}$.

Схема простейшего электронного высокоомного вольтметра приведена на рис. 47. В этой схеме полевой транзистор используется в качестве истокового

повторителя, обладающего чрезвычайно высоким входным сопротивлением. Измерительный прибор со шкалой до 100 мкА включается в диагональ сбалансированного потенциометром *R6* моста. Полевой транзистор в исходном состоянии (при закороченном входе) подбором резисторов *R3* и *R7*, обеспечивающих требуемое смещение, ставится в режим температурной компенсации $U_{ЗИ} = U_{ЗИ\ отс} - 0{,}6$ В (см. рис. 33,*а*). Резистор *R2* предохраняет полевой транзистор от перегрузок. Измеряемое напряжение, выделяющееся на калиброванном резисторе $R1 = 1$ МОм, управляет полевым транзистором и вызывает разбалансировку моста. Измерительный прибор можно проградуировать по напряжению, падающему на *R1* (высокоомный вольтметр), или по току, протекающему через *R1* (в этом случае прибор используется как гальванометр для измерения слабых токов).

На рис. 48,*а* представлен упрощенный вариант последовательного включения, при котором один из полевых транзисторов является управляющим (ак-

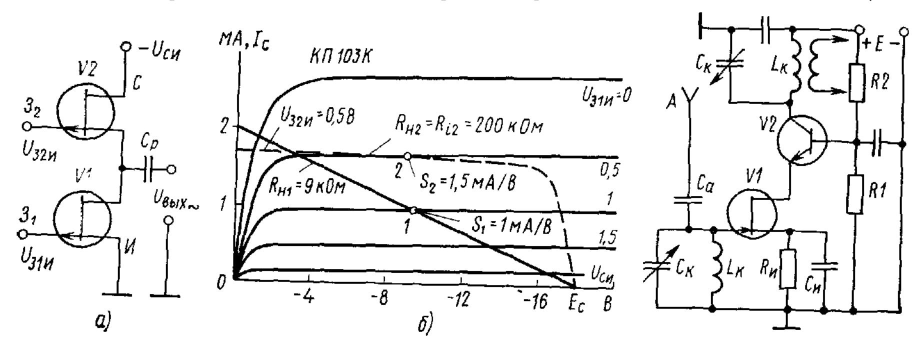


Рис. 48. Схема усилителя с использованием полевого транзистора в качестве нелинейной нагрузки (*а*), нагрузочная характеристика при использовании в качестве нагрузки полевого транзистора (*б*) (показана штриховой линией)

Рис. 49. Усилитель ВЧ с непосредственной связью полевого и биполярного транзисторов (каскодное включение)

тивным элементом), а второй представляет собой нелинейный нагрузочный резистор. Если в качестве управляющего элемента используется первый транзистор *V1*, а на второй транзистор *V2* подается постоянное смещение, то получается усилительная схема с ОИ, нагруженная на нелинейный резистор *V2*. Если в качестве управляющего элемента используется второй транзистор, то получается схема истокового повторителя (схема с ОС), нагруженная на нелинейный резистор *V1*. Преимущества такого включения можно проиллюстрировать на следующем примере. Как известно, коэффициент усиления каскада по напряжению полевого транзистора определяется выражением $K \approx SR_н$. При увеличении $R_н$ коэффициент усиления *К* увеличивается, но нагрузочная характеристика и соответственно рабочая точка располагаются в области малой крутизны (рис. 48,*б*), что ограничивает существенное увеличение коэффициента усиления каскада. Поэтому в схеме, нагруженной на линейный резистор, не удается достаточно полно реализовать усилительные возможности полевого транзистора и получить большой коэффициент усиления. Так, для случая, изображенного на рис. 48,*б* (точка *1*), $K = S_1 R_{н1} = 1 \cdot 9 = 9$.

Если же в качестве нагрузки использовать нелинейный резистор (полевой транзистор), то рабочую точку можно расположить в области большой крутизны при большом сопротивлении нагрузки по переменному току, которая при-

мерно равна дифференциальному сопротивлению нагрузочного транзистора (точка 2 на рис. 48,*б*), при этом $K = S_2 R_{н2} = 1{,}5 \cdot 200 = 300$.

Возможны и многие другие способы (варианты) включений полевых транзисторов и их комбинации с биполярными транзисторами. На рис. 49 представлена комбинационная схема с непосредственной связью, содержащая полевой транзистор и биполярный, включенный по схеме с ОБ, в коллекторной цепи которого находится нагрузочный колебательный контур. В данной схеме ток стока входного полевого транзистора *V1* является током эмиттера выходного транзистора *V2*. Такое соединение, называемое *каскодным*, обеспечивает хорошую развязку входной и выходной цепей, т. е. приводит к уменьшению паразитной обратной связи, что согласно формуле (49) способствует устойчивой работе усилителя на более высоких частотах. Схема обеспечивает достаточно большой коэффициент усиления по напряжению и при использовании полевого транзистора с каналом *n*-типа и биполярного транзистора типа *n—p—n* может непосредственно заменять пентод в ламповой схеме. Если *V2* включить по схеме с ОЭ, то в этом случае увеличивается крутизна характеристики управления $S_у \approx S_1 K_i$, где S_1 — крутизна первого (полевого) транзистора, $K_i \approx \Delta I_К / \Delta I_Б$ — коэффициент передачи по току биполярного транзистора. Вместо биполярного транзистора можно включить полевой по схеме с ОИ (так выполнены транзисторы КП306 и КП350).

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ, АВТОГЕНЕРАТОРЫ И АМПЛИТУДНЫЕ ДЕТЕКТОРЫ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Схема простейшего преобразователя частоты на полевом транзисторе КП301Б представлена на рис. 50,*а*. На вход транзистора поступают преобразуемый сигнал $u_{вх\sim} = u_{з.и\sim} = U_{ЗИm} \sin \omega_с t$ и вспомогательный сигнал $u_г = U_{гm} \sin \omega_г t$ от маломощного генератора, называемого гетеродином, частота

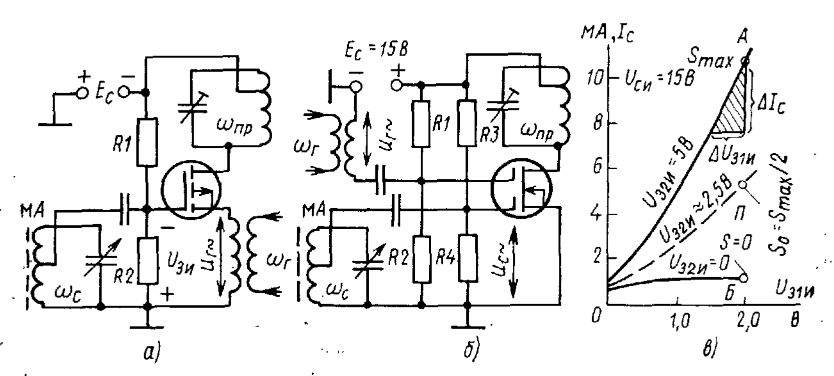


Рис. 50. Схемы однозатворного преобразователя частоты (*а*), двухзатворного преобразователя частоты (*б*), характеристики, поясняющие принцип двойного управления током стока (*в*)

которого $\omega_г > \omega_с$. Переменное напряжение гетеродина (совместно с постоянным напряжением смещения затвора $U_{ЗИ}$) управляет положением точки покоя. При этом в силу нелинейности стоко-затворной характеристики полевого транзистора будет изменяться и крутизна в рабочей точке. Такое двойное воздействие приводит к преобразованию частоты сигнала. Покажем это, используя упрощенную

математическую модель. Без учета постоянной составляющей ток стока полевого транзистора оказывается равным

$$i_{c\sim}=Su_{ЗИ\sim}=(S_0+\Delta S)\,U_{ЗИ\,m}\sin\omega_c t, \qquad (61)$$

где $\Delta S=(dS/dU_{ЗИ})u_{г\sim}=S'U_{гm}\sin\omega_г t$ — приращение крутизны; $S'=dS/dU_{ЗИ}=d^2I_c/dU^2_{ЗИ}=\mathrm{const}$ — коэффициент пропорциональности между приращением крутизны и управляющим напряжением гетеродина. Раскрывая значение ΔS в равенстве (61), получаем

$$i_{c\sim}=(S_0+S'U_{гm}\sin\omega_г t)\,U_{ЗИ\,m}\sin\omega_c t=S_0U_{ЗИ\,m}\sin\omega_c t+$$
$$+\,0{,}5S'U_{ЗИ\,m}U_{гm}\cos(\omega_г-\omega_c)t-0{,}5S'U_{ЗИ\,m}U_{гm}\cos(\omega_г+\omega_c)t.$$

Составляющая $i_{пр\sim}=0{,}5S'U_{ЗИ\,m}U_{гm}\cos(\omega_г-\omega_c)t=I_{пр\,m}\cos\omega_{пр}t$ с разностной частотой $\omega_{пр}=\omega_г-\omega_c$, называемой *промежуточной*, представляет обычно полезный результат процесса преобразования. Эта составляющая выделяется в стоковой цепи с помощью колебательного контура (полосового фильтра), настроенного на $\omega_{пр}$. Остальные составляющие подавляются. Основным параметром преобразовательного элемента является *крутизна преобразования*, которая по аналогии с обычной крутизной определяется отношением $S_{пр}=I_{пр\,m}/U_{ЗИ\,m}$, где $U_{ЗИ\,m}$ — амплитуда преобразуемого сигнала, $I_{пр\,m}=0{,}5S'U_{гm}U_{ЗИ\,m}=0{,}5\Delta S_mU_{ЗИ\,m}$ — амплитуда тока преобразованного сигнала промежуточной частоты, $\Delta S_m=S'U_{гm}$ — амплитудное отклонение крутизны от среднего значения, откуда $S_{пр}=0{,}5\Delta S_m$. Максимальное значение крутизны преобразования $S_{пр\,max}=0{,}25S_{max}$, так как $\Delta S_m\leqslant(S_{max}-0)/2$.

Используя подложку полевого транзистора или второй управляющий затвор в двухзатворных транзисторах, можно реализовать преобразователь с двойным управлением стока. Двухзатворный преобразователь позволяет достаточно хорошо изолировать входную цепь (магнитную антенну) от выхода гетеродина, благодаря чему практически устраняется паразитное излучение работающего приемника на частоте гетеродина.

Схема двухзатворного преобразователя на полевом транзисторе КП306А приведена на рис. 50,*б*. Входной контур целесообразно подключать к первому затвору, так как крутизна стоко-затворной характеристики по первому затвору больше, чем по второму. На рис. 50,*в* показано семейство стоко-затворных характеристик КП306А при различных напряжениях на втором затворе. Можно считать, что напряжение сигнала, приложенное к первому затвору, усиливается транзистором, в то время как напряжение гетеродина, приложенное ко второму затвору, управляет параметром транзистора — крутизной его стоко-затворной характеристики. Из рис. 50,*в* следует, что у транзистора КП306А это управление осуществляется наиболее эффективно при изменениях напряжения на втором затворе в пределах от 0 до 5 В. При постоянном напряжении на втором затворе $U_{З2И}\approx2{,}5$ В стоко-затворная характеристика занимает некоторое промежуточное положение (показана на графике штриховой линией). Установив постоянное напряжение на первом затворе $U_{З1И}=2$ В, согласно рис. 50,*в* получим пределы изменения крутизны от значения $S_{max}=\Delta I_c/\Delta U_{З1И}=3/0{,}5=6$ мА/В в точке *А* до $S\approx0$ в точке *Б*. В точке покоя *П* крутизна соответственно имеет промежуточное значение $S_0\approx S_{max}/2=3$ мА/В. Если амплитуду напряжения гетеродина принять равной $U_{гm}=2{,}5$ В, то согласно рис. 50,*в* $\Delta S_m\approx(S_{max}-0)/2=6/2=3$ мА/В, $S_{пр\,max}=0{,}25S_{max}=1{,}5$ мА/В.

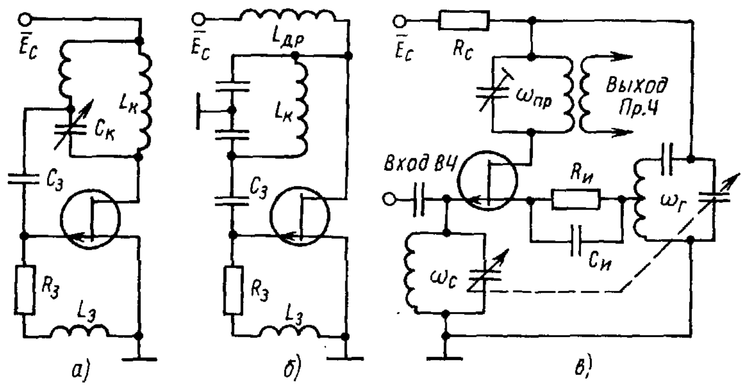


Рис. 51. Схемы автогенераторов (*а*, *б*) и схема самовозбуждающегося преобразователя частоты (*в*) на полевых транзисторах

Несомненным достоинством преобразователей на полевых транзисторах является малое число побочных (паразитных) составляющих, которые нужно отфильтровать (подавлять), а также практическое отсутствие перекрестной модуляции.

В качестве гетеродина в преобразователях используется маломощный *LC*-генератор, который также может быть собран на полевом транзисторе.

Схемы автогенераторов на полевых транзисторах в сравнении со схемами на биполярных транзисторах отличаются большей простотой и лучшей стабильностью. На рис. 51,*а* представлен наиболее простой вариант *LC*-генератора, так называемая «индуктивная трехточка», а на рис. 51,*б* — «емкостная трехточка». Элементы $C_з$ и $R_з$ служат для создания автоматического смещения $U_{ЗИ}$ за счет выпрямленного тока затвора (управляющий *p—n*-переход одновременно используется и как выпрямительный диод). Возможны и другие варианты схем, аналогичные ламповым схемам *LC*-генераторов. Для генераторных схем на полевых транзисторах предпочтение отдают полевым транзисторам с управляющим *p—n*-переходом с наибольшим значением крутизны *S*.

Схема самовозбуждающегося преобразователя на полевом транзисторе приведена на рис. 51,*в*. В этой схеме генераторная (гетеродинная) часть представляет собой индуктивную трехточку с истоковой связью и параллельным питанием (резистор R_c можно заменить дросселем). При такой схеме электрод затвора остается свободным для ввода сигнала.

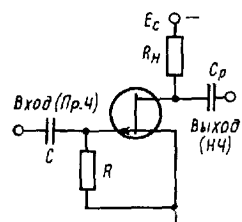


Рис. 52. Схема детектора амплитудно-модулированных колебаний

Детектор амплитудно-модулированных колебаний на полевом транзисторе представлен на рис. 52. В этой схеме используется выпрямляющее свойство управляющего *p—n*-перехода (схема аналогична сеточному ламповому или транзисторному базовому детектору). Элементы *R*, *C* и *p—n*-переход затвора представляют собой обычный параллельный диодный детектор. В результате детектирования на сопротивлении резистора *R* выделяется постоянное и низкочастотное напряжение продетектированного радиосигнала, управляющее током стока. Для получения удовлетворительного результата максимальная амплитуда высокочастотного радиосигнала должна быть меньше напряжения отсечки транзис-

тора $|U_{ЗИ\,отс}|$. Емкость конденсатора C нужно взять много больше емкости $C_{1\,н}$. Сопротивление резистора R выбирается из условия $1/\omega_c C \ll R \ll 1/\omega_н C$, где $\omega_н$ — наименьшая из частот продетектированного сигнала.

В исходном состоянии (при отсутствии сигнала, когда $U_{ЗИ}=0$) транзистор должен находится в режиме $|U_{СИ}|>|U_{СИ\,нас}|$, что достигается соответствующим выбором резистора $R_н$ и источника питания E_c.

ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ В ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ

Перспективным направлением развития электроники является *микроэлектроника* — отрасль, позволяющая решить с помощью сложного комплекса физических, химических, схемотехнических, технологических и других методов проблему создания высоконадежных, экономичных, миниатюрных узлов, блоков и целых устройств, входящих в состав радиоэлектронной аппаратуры. В настоящее время наиболее успешно эта задача решается с помощью создания интегральных микросхем (ИМС).

Интегральные микросхемы — это микроэлектронные полупроводниковые изделия, состоящие из активных элементов (транзисторов, диодов), пассивных элементов (резисторов, конденсаторов, катушек индуктивности) и соединительных проводников, которые изготовляются в едином технологическом процессе в объеме и (или) на поверхности материала основания (подложки). Все элементы ИМС объединяются в схему, герметизируются и используются как единое функциональное устройство. По технологии изготовления и конструкции ИМС подразделяются на *полупроводниковые*, *пленочные* и *гибридные*. В гибридных ИМС некоторые элементы (дроссели, трансформаторы, иногда транзисторы) имеют самостоятельное конструктивное оформление и объединяются в ИМС в виде навесных элементов. По числу элементов различают: ИМС первой степени интеграции (до 10 элементов на кристалле), второй (от 11 до 100 элементов), третьей (от 101 до 1000 элементов) и т. д.

По функциональному назначению ИМС подразделяются на два больших класса: *логические* (или цифровые) и *аналоговые* (или линейно-импульсные). Логические ИМС используются в электронных вычислительных машинах (ЭВМ), устройствах дискретной обработки информации, системах автоматики. Аналоговые ИМС используются в различных усилительных, преобразовательных и генераторных устройствах. Интегральная микросхема может представлять собой как простейшую (элементарную) схему, так и законченное электронное устройство, например микропроцессор ЭВМ или всю электрическую схему электронного микрокалькулятора. Для радиолюбителей наиболее интересными могут оказаться ИМС, обладающие большой функциональной избыточностью, позволяющие с помощью малого числа внешних (навесных) элементов и соответствующей коммутации выводов реализовать различные электронные устройства. К таким ИМС относятся, например, операционные усилители (ОУ) с дифференциальным (симметричным) входом. Одним из важнейших требований, предъявляемых к любым усилителям, является большое (в пределе бесконечно большое) входное сопротивление. Совершенно очевидно, что для этого на входе усилителя целесообразно использовать полевые транзисторы. Первоначально ОУ изготовляли в виде гибридных ИМС, сочетая хорошо отработанную интегральную технологию изготовления биполярных структур с навесными бескорпусными полевыми транзисторами на входе. В настоящее время применяется единая технология

создания биполярных и МОП-структур в поверхностном слое монокристалла (рис. 53). С помощью рис. 53 можно наглядно убедиться, что биполярные структуры как элементы ИМС более сложны и поэтому требуют большего числа последовательных операций при их изготовлении. Кроме этого, биполярные транзисторы как компоненты ИМС необходимо изолировать от общей подложки. Это достигается с помощью обратно включенного *p—n*-перехода (как на

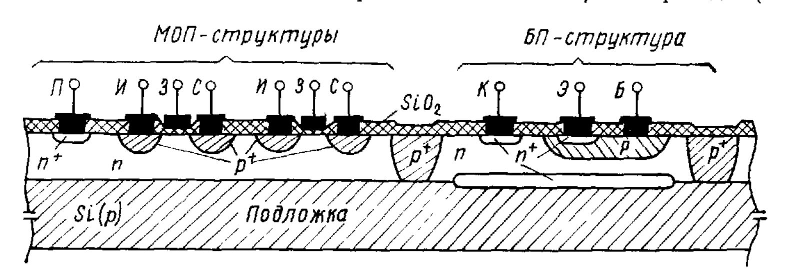


Рис. 53. Фрагмент сечения ИМС с МОП- и БП-структурами

рис. 53) или с помощью специального изолирующего слоя двуокиси кремния. Структуры МОП-транзисторов более просты и соответственно более технологичны; как компоненты ИМС они не требуют дополнительной изоляции: самоизоляция осуществляется собственным *p—n*-переходом канал — подложка. Минимально достижимые геометрические размеры МОП-структуры значительно меньше размеров биполярной структуры, что позволяет повысить степень интеграции ИМС. Повышению степени интеграции ИМС на МОП-структурах способствует относительно малая мощность, потребляемая полевыми транзисторами. Существенным является и то, что всю ИМС можно построить на основе одних только МОП-транзисторов. Наиболее универсальными являются ИМС, содержащие МОП-транзисторы с разнотипными каналами, так называемые ИМС с *комплементарными* МОП-транзисторами (ИМС с КМОП-структурами). Фрагмент такой структуры показан на рис. 54. В каждой отдельной КМОП-структуре реализу-

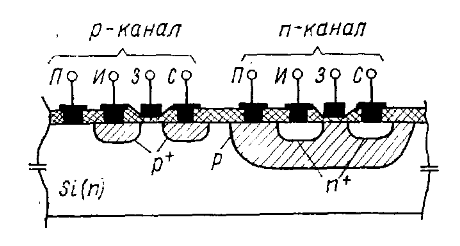


Рис. 54. Фрагмент сечения ИМС с комплементарными МОП-структурами

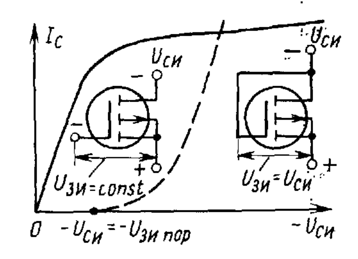


Рис. 55. Вольт-амперные характеристики полевых транзисторов, используемых в качестве нелинейных резисторов

ются два МОП-транзистора, которые могут использоваться по своему прямому назначению как активные (усилительные) элементы. При этом дополнительность (комплементарность) транзисторов позволяет создавать на них относительно простые хорошо работающие электрические схемы различных устройств.

В качестве линейного электрически управляемого резистора могут использоваться каналы полевых транзисторов (см. стр. 50). В качестве обычного резистора может использоваться p-область дополняющего транзистора. Сопротивление этой области зависит от ее геометрии и степени легирования. В качестве нелинейных резисторов могут использоваться сами транзисторы. На рис. 55 изображены вольт-амперные характеристики нелинейных сопротивлений для двух различных включений МОП-транзистора. Сплошной линией изображена обычная стоковая характеристика $I_С=\varphi(U_{СИ})$ при $U_{ЗИ}=\text{const}$, штриховой линией — зависимость $I_С=\varphi(U_{СИ})$ при $U_{ЗИ}=U_{СИ}$ (зависимость носит квадратичный характер).

В качестве полупроводниковых диодов можно использовать p—n-переходы стока или истока в структуре дополняющего транзистора. Такие диоды оказываются изолированными от остальных компонентов обратно смещенным p—n-переходом между p-областью дополняющего транзистора и n-областью общей подложки (см. рис. 54).

В качестве конденсаторов с относительно небольшими емкостями можно использовать обратно смещенные p—n-переходы стока или истока.

Следует заметить, что между отдельными компонентами ИМС возникает множество паразитных взаимных связей. Кроме связей, обусловленных обычными токами утечки, в ИМС взаимосвязь между элементами может осуществляться и через некоторые паразитные структуры. При нарушении режима работы эти паразитные структуры могут повлиять на работу отдельных элементов и ИМС в целом. Основные паразитные структуры, возникающие в ИМС с комплементарными транзисторами показаны на рис. 56.

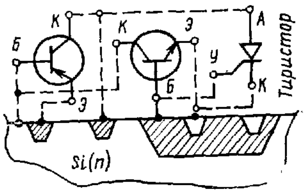


Рис. 56. Основные паразитные структуры в ИМС с КМОП-транзисторами

Технология производства ИМС принципиально не отличается от планарной технологии производства дискретных полупроводниковых приборов. Основными технологическими процессами являются: окисление (для создания на открытых участках кристалла защитных пленок SiO_2; фотолитография (для получения соответствующих окон в окисных пленках); легирование кристалла через окна с помощью диффузии примеси или ионной имплантации (для создания микрообластей с различной электропроводностью); вакуумное напыление (в основном алюминия для создания омических контактов, электрода затвора и соединения элементов в электрическую схему).

При конструировании современных ИМС добиваются повышения плотности элементов на поверхности кристалла и увеличения их быстродействия, что для ИМС на МОП-структурах достигается уменьшением длины канала каждого транзистора и уменьшением паразитных (междуэлектродных) емкостей. Эти задачи успешно решаются с помощью дополнительного ионного легирования, позволяющего создавать МОП-транзисторы с *самосовмещенным затвором*, а также с помощью получения МОП-транзисторов с *кремниевым затвором.*

При изготовлении МОП-транзистора с самосовмещенным затвором дополнительная ионная имплантация соответствующей примеси проводится после создания металлической пластины затвора, что приводит к расширению областей истока и стока точно до границ затвора (рис. 57,*а*). В данном случае перекры-

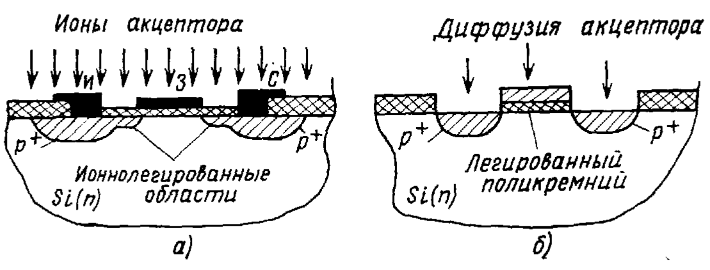


Рис. 57. Структуры МОП-транзисторов с самосовмещенными затворами

тие затвором областей истока и стока оказывается минимальным, соответственно уменьшается и наиболее вредная паразитная емкость затвор — сток $C_{12и}$.

При изготовлении МОП-транзистора с кремниевым затвором диффузия соответствующей примеси производится после создания поликремниевого электрода затвора, нанесенного на тонкий окисный слой (рис. 57,*б*). Диффузией (в данном случае акцепторов) создают области истока и стока и легируют поликремний затвора. В результате области стока и истока автоматически совмещаются с подзатворной областью. Дополнительным преимуществом данной технологии является уменьшение порогового напряжения до 0,5—1,0 В. В системе кремний — окисел — кремний происходит частичная взаимная компенсация контактных напряжений.

Для ослабления паразитных связей и уменьшения числа паразитных структур в ИМС применяют диэлектрическую изоляцию компонентов. При создании ИМС с диэлектрической изоляцией в качестве исходного материала используют кремний *n*-типа. Как показано на рис. 58,*а*, процесс изготовления начинается с

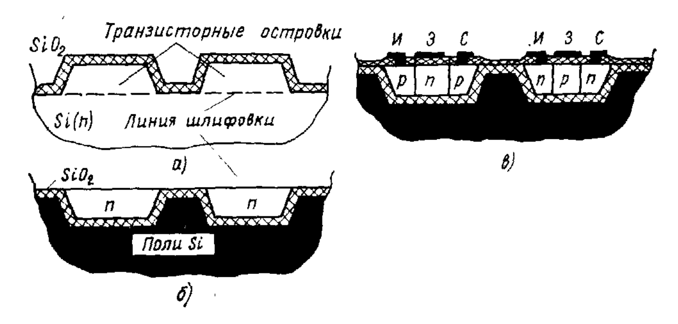


Рис. 58. Этапы производства ИМС с диэлектрической изоляцией компонентов

фотолитографии с последующим травлением кремниевой пластины для образования «транзисторных островков». Затем верхняя грань пластины окисляется и покрывается толстым слоем поликристаллического кремния. С помощью шлифовки убирается кремний *n*-типа, кроме транзисторных островков, расположенных в слое окисла и поликристаллического кремния (рис. 58,*б*). На каждом из диэлектрически изолированных островков с помощью обычной технологии создают высококачественные МОП-структуры с каналами обоего типа (рис. 58,*в*).

При изготовлении пленочной ИМС используется исходная пластина, состоящая из тонкого слоя кремния, осажденного на диэлектрической (сапфировой)

подложке. Осаждение кремиия с сохранением его структуры оказывается возможным потому, что кристаллическая решетка сапфира (окиси алюминия) почти идентична решетке кремния (рис. 59,*а*). Стравливание и соответствующее леги-

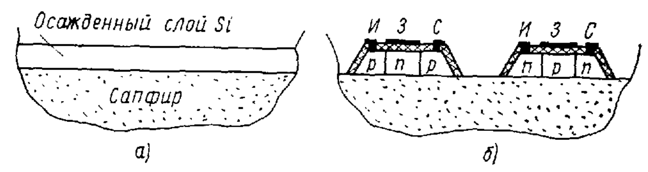


Рис. 59. Фрагмент сечения исходной пластины (*а*) и пленочной ИМС с КМОП-структурой (*б*)

рование кремния в нестравленных транзисторных островках осуществляются на всю толщину эпитаксиального слоя (рис. 59,*б*). После окисления и создания электрода затвора и омических контактов с междуэлементными соединениями получают пленочную ИМС с КМОП-структурами. Компоненты завершеных плеиочных ИМС похожи на дискретные идеальиые МОП-транзисторы, закрепленные на изоляционной подложке.

ЛОГИЧЕСКИЕ (ЦИФРОВЫЕ) ЭЛЕМЕНТЫ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ В ИМС

Элемент НЕ выполняет простейшую логическую операцию инверсии сигнала, т. е. является *инвертором*. Как известно, в вычислительной технике используется двоичная система счисления. При этом высокому уровню положительного или отрицательного напряжения сопоставляется логическая единица («*1*»), а низкому уровню — логический нуль («*0*») (рис. 60,*а*). Логическая опе-

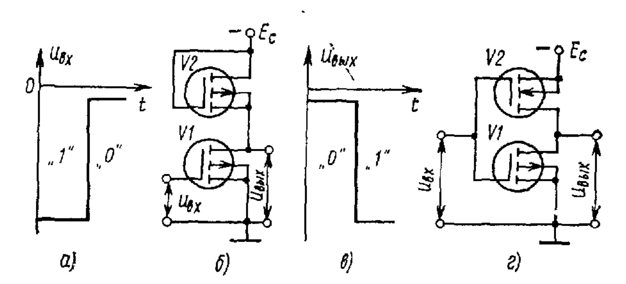


Рис. 60. Временные диаграммы и схемы простейших инверторов

рация НЕ преобразует единицу в нуль, а нуль — в единицу. На рис. 60,*б* приведена схема инвертора на МОП-транзисторах с однотипными каналами. В этой схеме транзистор *V1* выполняет активную роль, являясь электронным ключом, а транзистор *V2* представляет собой всего лишь нелинейный резистор нагрузки. Если на выход инвертора подается большое отрицательное напряжение (логическая единица), то транзистор *V1* полностью открывается, следовательно, напряжение источника в основном падает на нагрузочном элементе, а на выходе выделяется низкий уровень напряжения, т. е. логический нуль. При поступлении на вход инвертора низкого уровня напряжения ($|U_{вх}|<|U_{ЗИ\,пор}|$) транзистор *V1* полностью закрыт, поэтому практически все напряжеиие источника пи-

тания передается на вход (рис. 60,*в*). На рис. 60,*г* приведена схема инвертора на комплементарных МОП-транзисторах. В этой схеме оба транзистора являются активными управляемыми элементами. При подаче на вход логической единицы — отрицательного напряжения, примерно равного $-E_С$, — транзистор *V1* полностью открывается, в то время как транзистор *V2* оказывается полностью закрытым, так как $U_{ЗИ2}=E_с-|U_{вх}(1)|\approx 0$, поэтому напряжение на выходе равно нулю. При подаче на вход логического нуля, соответствующего нулевому (или близкому к нему) напряжению, транзистор *V1* полностью закрывается, а транзистор *V2*, наоборот, полностью открывается, так как к его затвору относительно истока оказывается приложенным напряжение, примерно равное $U_{ЗИ2}\approx E_С>0$, которое для МОП-транзистора с каналом *n*-типа является отпирающим. Соответственно на выход поступает напряжение, примерно равное $-E_С$, т. е. логическая единица.

Элемент И выполняет логическую функцию умножения в двоичной системе счисления. Это означает, что на выходе такого устройства должна формироваться логическая единица только при одновременном поступлении на все его *N* входов логических единиц. При воздействии хотя бы на один из входов устройства логического нуля на его выходе должен неизменно формироваться логический нуль.

На рис. 61,*а* приведена простейшая схема двухвходового элемента И с присущей ему логической операцией НЕ, т. е. приведена логическая схема И — НЕ. Рассмотрим работу устройства. Транзистор *V1* представляет собой нелинейную нагрузку для последовательно включенных транзисторов *V2* и *V3*. При близком к нулевому уровню входных напряжений, т. е. при поступлении на входы устройства логических нулей, транзисторы *V2* и *V3* закрыты, поэтому на выход передастся высокий (отрицательный) уровень напряжения $\approx -E_С$, т. е. логическая единица. На выходе устройства будет сформирован низкий уровень напряжения (логический нуль) только в том случае, если на вход транзистора *V2* и на вход транзистора *V3* будут поданы достаточно большие отрицательные напряжения (логические единицы), открывающие одновременно оба транзистора — *V2* и *V3*. Очевидно, что для осуществления в чистом виде логической операции И схема, изображенная на рис. 61,*а*, должна быть на выходе дополнена инвертором — дополнительным элементом НЕ (схема рис. 60,*б* или *г*).

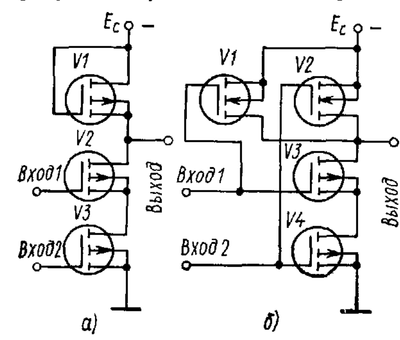


Рис. 61. Двухвходовые логические элементы И—НЕ:
а) на МОП-транзисторах с однотипными каналами; *б*) на КМОП-транзисторах

На рис. 61,*б* приведена схема двухвходового логического элемента И — НЕ на комплементарных МОП-транзисторах. Схема более сложна (это ее недостаток), но она более экономична в сравнении со схемой рис. 61,*а*, что является ее достоинством, особенно ценным для ИМС с высокой плотностью рабочих элементов. В этой схеме все транзисторы с каналами *n*-типа соединены параллельно *V1* и *V2*, а с каналами *p*-типа последовательно *V3* и *V4*. При воздействии хотя бы на один из входов устройства логического нуля, один из транзисторов, *V3* или *V4*, будет обязательно закрыт и выход устройства через откры-

тый транзистор $V1$ или $V2$ соединен с источником $-E_C$. При одновременном поступлении на все входы устройства достаточно больших отрицательных напряжений все транзисторы с каналами *р*-типа будут открыты и выходной зажим устройства через малые сопротивления открытых транзисторов $V3$ и $V4$ соединяется с точкой нулевого потенциала, т. е. $u_{вых} \approx 0$. Но все транзисторы с каналами *n*-типа будут закрыты (транзисторы $V1$ и $V2$), что обусловливает практическое отсутствие тока в цепи источника, поэтому и выделяемая в ИМС тепловая мощность будет незначительной. В устройстве логического элемента И — НЕ на МОП-транзисторах с однотипными каналами (рис. 61,*а*) в этом режиме через открытые транзисторы $V2$ и $V3$ и транзистор $V1$, выполняющий роль нелинейного резистора, течет значительный ток и во всех транзисторах выделяется тепловая мощность. Для получения логического элемента И схема (рис. 61,*б*) на выходе должна быть дополнена инвертирующей схемой, т. е. — дополнительным элементом НЕ (рис. 60,*б*).

Элемент ИЛИ вырабатывает на выходе логическую единицу при воздействии хотя бы на один из его N входов логической единицы. На рис. 62,*а* при-

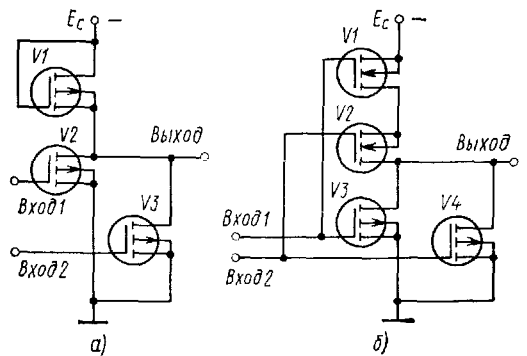


Рис. 62. Двухвходовые логические элементы ИЛИ—НЕ:
а) на МОП-транзисторах с однотипными каналами; *б*) на КМОП-транзисторах

Рис. 63. Схема триггера с раздельным запуском на МОП-транзисторах с однотипными каналами

ведена простейшая схема двухвходового элемента ИЛИ с присущей ему логической операцией НЕ, т. е. приведена логическая схема ИЛИ — НЕ. Рассмотрим работу устройства. Транзистор $V1$ представляет собой нелинейную нагрузку для двух, параллельно включенных рабочих транзисторов $V2$ и $V3$. При воздействии на входы логических нулей, транзисторы $V2$ и $V3$ закрыты, поэтому на выход передается высокий (отрицательный) уровень $-E_C$, т. е. логическая единица. При воздействии хотя бы на один из входов достаточно большого отрицательного напряжения (логической единицы) соответствующий рабочий транзистор $V2$ «или» $V3$ откроется. В цепи источника потечет значительный ток, при этом большая часть напряжения источника будет выделяться на нагрузке и очень малая на открытом рабочем транзисторе, что соответствует поступлению на выход логического нуля.

На рис. 62,*б* приведена схема двухвходового логического элемента ИЛИ — НЕ на комплементарных МОП-транзисторах. В этой схеме транзисторы с каналами *n*-типа соединены последовательно, а транзисторы с каналами *р*-типа — параллельно. При поступлении на один из входов достаточно большого отрица-

тельного напряжения один из параллельных транзисторов *V3* или *V4* будет открыт и выходной зажим окажется соединенным с точкой нулевого потенциала, т. е. на выход поступит логический нуль. Одновременно один из последовательно включенных транзисторов, *V1* или *V2*, окажется непременно закрытым и произведет блокировку цепи источника питания, поэтому данная схема в сравнении со схемой рис. 62,*а* оказывается более экономичной, что очень важно для ИМС.

Для осуществления логической операции ИЛИ схемы рис. 62,*а* и *б* на выходе нужно дополнить схемой логического элемента НЕ (см. рис. 60,*в* или *г*).

Триггер является основным элементом счетчика и памяти цифровых ЭВМ. Он представляет собой электронное устройство с двумя устойчивыми состояниями. Перевод триггера из одного устойчивого состояния в другое осуществляется с помощью электрических сигналов управления. Соответственно одному из состояний можно сопоставить логическую единицу, другому — логический нуль. На рис. 63 изображена простейшая схема триггера с раздельным запуском на МОП-транзисторах. Транзисторы *V2* и *V4* представляют собой нелинейные нагрузки для рабочих транзисторов двух электронных ключей на транзисторах *V3* и *V5*. Транзисторы *V1* и *V6* используются для управления триггером, представляющим собой два электронных ключа, охваченных взаимными обратными связями. При включении триггер занимает одно из двух возможных устойчивых состояний. Допустим, что *V3* оказывается закрытым, тогда на его стоке выделяется напряжение, примерно равное $-E_С$, которое через цепь взаимной связи открывает транзистор *V5*. На стоке открытого транзистора *V5* выделяется малое напряжение, близкое к нулю, которое надежно закрывает транзистор *V3*. В таком состоянии триггер может пребывать сколь угодно долго, пока на затвор транзистора *V1* не будет подано (хотя бы кратковременно) достаточно большое отрицательное напряжение. При этом транзистор *V1* открывается, напряжение на его стоке падает примерно до нуля и транзистор *V5* закрывается. После снятия управляющего напряжения триггер будет пребывать в этом состоянии до тех пор, пока не будет подано (хотя бы кратковременно) достаточно большое отрицательное напряжение на затвор транзистора *V6*, «перебрасывающее» триггер в исходное состояние.

Незначительное усложнение схемы (см. рис. 63) позволяет получить триггер со счетным запуском, в котором управление осуществляется импульсами, воздействующими только на один из его входов. На базе схемы триггера можно создать мультивибратор — генератор прямоугольных импульсов, а также — заторможенный мультивибратор — устройство, которое из основного устойчивого состояния с помощью управляющего импульса переводится на определенный промежуток времени в неустойчивое состояние, после чего самопроизвольно восстанавливается исходное положение.

Рассмотренные в данном параграфе устройства являются основными базовыми элементами, с помощью которых создаются следующие функциональные элементы электронных цифровых вычислительных машин (ЭЦВМ).

1. **Счетчики** (суммирующие, вычитающие, реверсивные) производят соответствующие операции с сигналами в виде конечных последовательностей прямоугольных импульсов. Реверсивные счетчики могут производить как сложение, так и вычитание импульсов в зависимости от знака сигналов (полярности импульсов).

2. **Шифраторы и дешифраторы** преобразуют цифровые коды входных чисел в сигналы для выполнения логических операций, а также осуществляют обрат-

ное преобразование сигналов в код в виде, удобном для отображения на выходе.

3. **Бесконтактные распределители сигналов** производят коммутацию различных электрических цепей согласно заданной программе.

4. **Регистры** представляют собой устройства на триггерах и логических элементах, обладающие свойством принимать, хранить и по команде выдавать числовые коды. Накопительные регистры только принимают, запоминают и выдают числовую информацию, тогда как сдвигающие регистры позволяют осуществлять сдвиг записанных чисел вправо или влево, что равносильно изменению порядка их величин.

Перечисленные функциональные элементы входят в состав **процессора** — основной (центральной) части ЭЦВМ, которая представляет собой арифметико-логическое устройство (АЛУ) и устройство управления (УУ). АЛУ обрабатывает закодированную цифровую информацию по заданной программе, а УУ осуществляет автоматическое управление вычислительным процессом и взаимодействие всех устройств ЭЦВМ.

Современная интегральная технология позволяет создавать микропроцессор ЭЦВМ целиком в виде одной сверхбольшой интегральной микросхемы, основными компонентами которой, как правило, являются МОП- и КМОП-структуры.

ПРАВИЛА ОБРАЩЕНИЯ С ПОЛЕВЫМИ ТРАНЗИСТОРАМИ

При монтаже полевых транзисторов в рабочую схему следует иметь в виду, что эти приборы чувствительны к механическим, тепловым и электростатическим воздействиям. Так, при изгибании электродных выводов, что разрешается не ближе 3 мм от корпуса транзистора, необходимо исключить передачу усилий на стеклянные изоляторы.

Температура пайки не должна превышать 260° С, поэтому целесообразно использовать паяльник мощностью не более 60 Вт с напряжением питания 6—12 В. В качестве припоя рекомендуется припой марки ПОС-61, ПОС Су 40-2 (ГОСТ 1499—70), в качестве флюса — спиртовой раствор канифоли (60—90% спирта, 40—10% канифоли). Время пайки не должно превышать 3 с и осуществляться не ближе 3 мм от корпуса. Для отвода тепла удобно применять пинцет с медными губками. В момент пайки все выводы МДП-транзистора должны быть закорочены. Вывод, соединенный с корпусом полевого транзистора, следует присоединять в схему первым и отсоединять последним.

Допускается производить присоединение выводов транзисторов к элементам схемы погружением в расплавленный припой при соблюдении всех перечисленных выше мер предосторожности, а также сваркой. В последнем случае необходимо, чтобы в процессе сварки температура в любой точке корпуса транзистора, включая точки контакта выводов со стеклом изолятора, не превышала максимально допустимой для прибора.

Опасные значения электростатического потенциала для МДП-транзистора составляют 50 В, а для транзистора с управляющим *p*—*n*-переходом — 250 В. Поэтому при хранении выводы транзистора должны быть закороченными. При монтажных работах паяльник, пинцет, измерительные и другие вспомогательные

приборы должны быть электрически заземлены. Для оператора рекомендуется использование хлопчато-бумажной одежды и заземляющего браслета.

После монтажа все места пайки и корпуса транзисторов необходимо тщательно промыть техническим спиртом.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящее время электронная техника развивается быстрыми темпами. На памяти одного поколения радиолюбителей электроника от ламп перешла в основном к полупроводниковым приборам, а затем и к интегральным микросхемам. Дальнейшее ее развитие обусловлено успехами в области функциональной микроэлектроники.

Однако здесь следует обратить внимание на то, что появление каждого нового этапа в развитии электронной техники, как правило, не приводило к полному отрицанию всего, что было уже создано. Так, например, электронные лампы и полупроводниковые приборы не следует рассматривать в качестве взаимно исключающих элементов. Скорее они дополняют друг друга, что позволяет при конструировании электронных устройств максимально использовать их преимущества. В настоящее время электронные СВЧ приборы, магнетроны, клистроны, лампы бегущей и лампы обратной волны, электронно-лучевые приборы (трубки), электрометрические лампы, высоковольтные диоды, многие типы газоразрядных приборов (наряду с обычными вакуумными диодами, триодами, пентодами и т. п.) находят достаточно широкое применение в различной аппаратуре, там где их замена на полупроводниковые приборы оказывается невозможной или нецелесообразной.

Аналогичная взаимосвязь установилась между биполярными и полевыми транзисторами. Появление полевых транзисторов, имеющих ряд неоспоримых преимуществ перед биполярными (например, высокое входное сопротивление в схеме с ОИ), не привело к полному исчезновению последних, поскольку они обладают некоторыми недостатками. Помимо этого следует учесть, что каждый из типов электронных приборов имеет свои специфические особенности, которые удачно реализуются в отдельных электронных устройствах. Например, биполярный транзистор допускает возможность инверсного включения, при котором его коллектор выполняет роль инверсного эмиттера, а эмиттер — инверсного коллектора. Такое включение используют при создании электронных ключей, работающих в микрорежимах. Специально созданный симметричный биполярный транзистор позволяет очень просто реализовать ряд специфических электронных устройств. В свою очередь полевой транзистор может использоваться как электрически управляемый резистор, что не имеет аналога среди других электронных приборов. Комбинационные схемы (см. рис. 49) позволяют максимально использовать преимущества обоих типов полупроводниковых приборов.

Следует заметить, что потенциальные возможности различного функционального использования полупроводниковых приборов достаточно широки и в настоящее время еще далеко не исчерпаны. Первоначально простейший полупроводниковый прибор — диод применялся как прибор с односторонней проводимостью в выпрямителях, детекторах и формирующих устройствах. После проведения соответствующих конструктивных и технологических изменений его стали использовать в качестве стабилитрона электрически управляемой емкости. Открытие новых физических явлений в полупроводниковых диодах (диод Ганна

и лавинно-пролетный диод) позволило создать на их основе высокоэффективные генераторы и усилители СВЧ диапазона.

Полевой транзистор с изолированным затвором, у которого интенсивная миграция ионов в изолирующем слое затвора приводит к заметному изменению положения стоко-затворной характеристики, принципиально может функционировать как элемент ячейки оперативной памяти в ЭВМ. На базе МДП-структур возможно создание полупроводникового прибора с зарядовой связью (ПЗС), в которых происходит накопление неосновных носителей заряда под электродами МДП-структур (под электродами затворов) и осуществляется перемещение (передача) этих носителей заряда от одного заряда к другому посредством управляющих импульсов, воздействующих на затворы. К настоящему времени выявились три основных направления использования ПЗС: запоминающие устройства, устройства преобразования изображения в электрические сигналы; устройства обработки аналоговой информации.

Достижения в области интегральной микроэлектроники повысили значимость транзисторов, в особенности транзисторов с изолированным затвором. Большинство современных интегральных микросхем строятся на основе использования МДП- или КМОП-структур. Вместе с тем интегральная микроэлектроника не снижает роли дискретных полупроводниковых приборов при создании современной РЭА. К ним прежде всего относятся мощные полупроводниковые приборы, работающие в выходных устройствах. Они усиливают или генерируют сигналы большой мощности, что сопровождается выделением большой тепловой мощности. Такие приборы нуждаются в специальном теплоотводе, который осуществляется с помощью хорошего контакта прибора с металлическими деталями арматуры или специальными радиаторами. Дискретные приборы нужны для экспериментальных исследований. Большинство принципиально новых схем первоначально отрабатывают на схемах, собранных на дискретных элементах, на которых обнаруживают, исследуют и проверяют возможности использования специфических, присущих только данному прибору, свойств. Дискретные полупроводниковые приборы имели и будут иметь важное значение при создании оригинальных радиолюбительских конструкций. Кроме того, ИМС могут в частном случае представлять не более чем обычную интеграцию тех же самых дискретных элементов, функционирующих в составе ИМС. Поэтому знание устройства, принципа действия, основных характеристик, параметров, возможностей, преимуществ и недостатков этих элементов необходимо для правильного понимания работы ИМС в целом.

Дальнейшее совершенствование полевых транзисторов развивается в следующих направлениях: увеличение быстродействия, уменьшение размеров и потребляемой мощности, применение новых технологических приемов в изготовлении МОП- и КМОП-структур ИМС, увеличение граничной частоты (быстродействия) и мощности, уменьшение собственных шумов и влияния дестабилизирующих факторов приборов дискретного действия, уменьшение разброса и увеличение стабильности всех параметров полевых транзисторов, создание новых конструктивных разновидностей с использованием как кремния, так и других полупроводниковых материалов, принципиально новых приборов на основе использования свойств и эффектов, присущих полевым транзисторам.

Развитие микроэлектроники идет в направлении разработки таких электронных устройств, в которых необходимая функция устройства реализуется без применения комбинации обычных электротехнических и электронных базовых эле-

ментов. Это направление получило название функциональной электроники. При создании функциональных устройств учитываются не только электрические процессы в твердом теле, но и процессы, сопровождающиеся механическими, тепловыми, излучательнымн (в том числе световыми) и магнитными явлениями, а также электрохимическими процессамя. Соответственно функциональная электроника включает в себя разделы: акусто-, крио-, опто-, магнитоэлектроники, хемотроники и т. д.

Функциоиальная электроника наряду с физико-химическими принципами и методамн широко использует принципы и методы биоэлектроники — одного из направлений бионики. Это направление решает задачи микроэлектроники на основе анализа структуры и функционярования живых организмов. Биоэлектроника охватывает проблемы изучения нервной системы человека и животных, способы моделирования нервных клеток и различных систем жизнедеятельности организма, с целью использования этих моделей для дальнейшего совершенствования электронной вычислительной техники, техники связи, устройств автоматики и телемеханики.

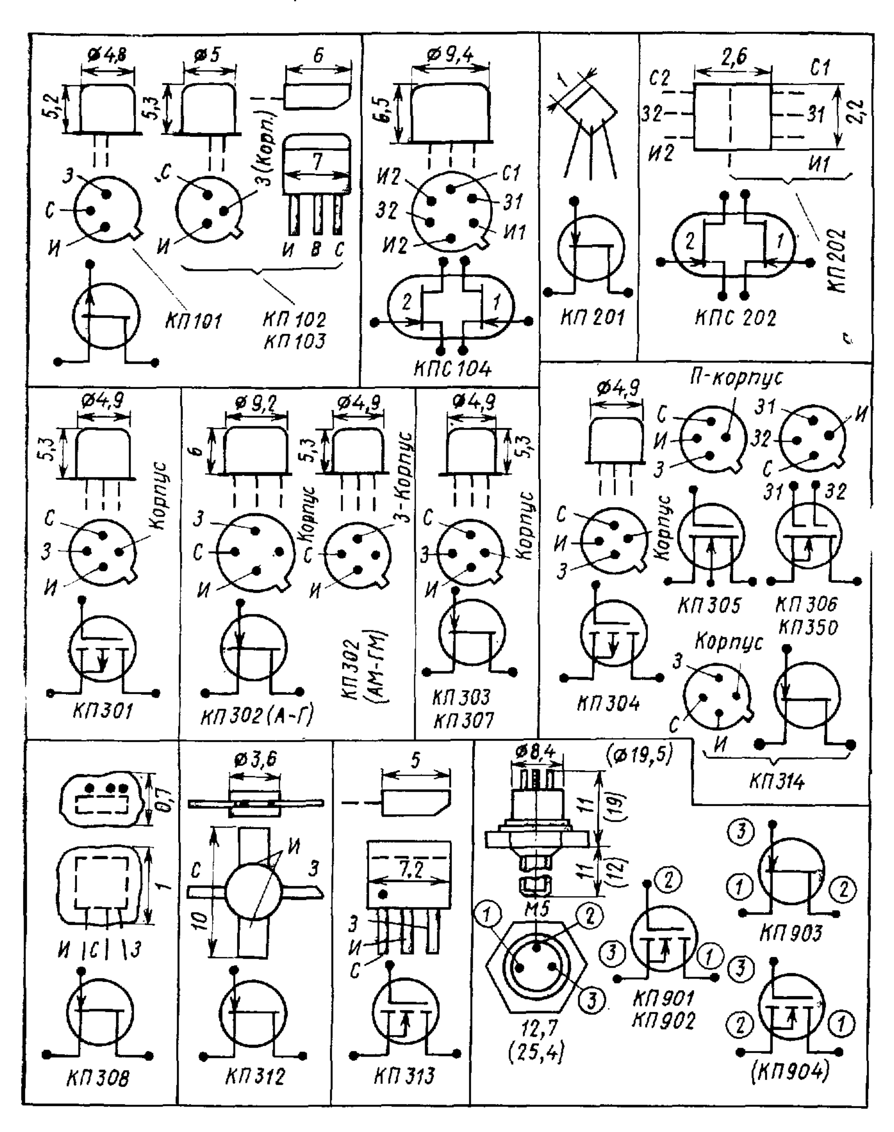
Параметры полевых транзисторов

Тип	$I_{С\,нач}$, мА, при $U_{ЗИ}=0$	S, мА/В при $U_{ЗИ}=0$ или $I_С$—8,9,10	$\lvert U_{ЗИ\,отс}\rvert$, ($\lvert U_{ЗИ\,пор}\rvert$), В	$R_{ко}$, кОм, (Ом) при $U_{СИ}=0,2$ В	$K_ш$, дБ ($E_ш$, мВ/$\sqrt{Гц}$)
КП101Г	1) ≈1,2	1) ⩾0,15	5) ⩽4	—	⩽4
КП101Д	≈0,9	⩾0,3	⩽5	≈3,3	⩽7
КП101Е	≈0,6	⩾0,4	⩽6	—	—
КП102Е	2) 0,18—0,55	2) 0,25—0,7	6) ⩽2,8	≈3,0	—
КП102Ж	0,4—1,0	0,3—0,9	⩽4,0	⩽3,0	—
КП102И	0,7—1,8	0,35—1,0	⩽5,5	⩽2,0	—
КП102К	1,3—3,0	0,45—1,2	⩽7,5	<2,0	—
КП102Л	2,4—6,0	0,55—1,3	⩽10,0	≈1,5	—
КП103Е	2) 0,3—0,7	2) 0,4—1,8	6) 0,4—1,5	0,55—2,5	⩽3
КП103Ж	0,55—1,2	0,7—2,1	0,5—2,2	0,42—1,4	⩽3
КП103И	1,0—2,1	0,8—2,6	0,8—3,0	0,39—1,25	⩽3
КП103К	1,7—3,8	1,4—3,5	1,4—4,0	0,285—0,7	⩽3
КП103Л	3,0—6,6	1,8—3,8	2,0—6,0	0,265—0,55	⩽3
КП103М	5,4—12	2,0—4,4	2,8—7,0	0,23—0,5	⩽3
КПС104А	2) 0,1—0,8	2) ≈1,1	6) 0,2—1,0	—	(⩽0,4)
КПС104Б	0,1—0,8	≈1,1	0,2—1,0	—	(⩽1,0)
КПС104В	0,35—1,5	≈1,1	0,4—2,0	—	(⩽5,0)
КПС104Г	1,1—3,0	≈2,4	1,0—3,0	—	(⩽1,0)
КПС104Д	1,1—3,0	≈2,4	1,0—3,0	≈1,0	(⩽5,0)
КПС104Е	0,35—3,0	≈1,6	0,4—2,0	—	—
КП201Е	2) 0,3—0,65	2) ≈1,0	6) ≈1,0	—	⩽3
КП201Ж	0,55—1,2	≈1,3	≈1,2	—	⩽3
КП201И	1,0—2,1	≈2,0	≈2,0	—	⩽3
КП201К	1,7—3,8	≈2,5	≈3,0	—	⩽3
КП201Л	3,0—6,0	≈3,5	≈4,0	≈0,55	⩽3
КПС202А	2) —	2) —	5) —	—	—
КПС202Б	0,25—1,5	0,5	0,2—2,0	—	—
КПС202В	0,35—1,5	0,65	0,4—2,0	—	—
КПС202Г	1,1—3,0	1,0	1,0—3,0	≈1,0	—
КП202Д	0,5—1,5	0,65	0,4—2,0	—	—
КП202Е	1,1—3,0	1,0	1,0—3,0	≈1,0	—
КП301Б	3) $\leqslant 0{,}5\cdot 10^{-3}$	8) 1,0—2,6	6) (2,7—5,4)	≈1,0	⩽9,5
КП301В	$\leqslant 0{,}5\cdot 10^{-3}$	2,0—3,0	(2,7—5,4)	—	⩽9,5
КП301Г	$\leqslant 0{,}5\cdot 10^{-3}$	0,5—1,5	(2,7—5,4)	—	⩽9,5
КП302А	2) 3,0—24	2) 5—12,5	6) 1,0—5,0	—	⩽0,93
КП302Б	18—43	4—14,0	2,5—7,0	(5—150)	—
КП302В	33⩽	—	3,0—10,0	(34—100)	—
КП302Г	15—65	7—14,5	2,0—7,0	(29—150)	—
КП303А	2) 0,5—2,5	2) 1,0—4,0	6) 0,5—3,0	—	(⩽30)
КП303Б	0,5—2,5	1,0—4,0	0,5—3,0	—	(⩽20)
КП303В	1,5—5,0	2,0—5,0	1,0—4,0	—	(⩽20)
КП303Г	3,0—12	3,0—7,0	⩽8,0	—	—
КП303Д	3,0—9,0	2,6⩽	⩽8,0	—	⩽4
КП303Е	5,0—20	4,0⩽	⩽8,0	(≈250)	⩽4
КП303Ж	0,3—3,0	1,0—4,0	0,3—3,0	—	(⩽100)
КП303И	1,5—5,0	2,0—6,0	0,5—2,0	—	(⩽100)

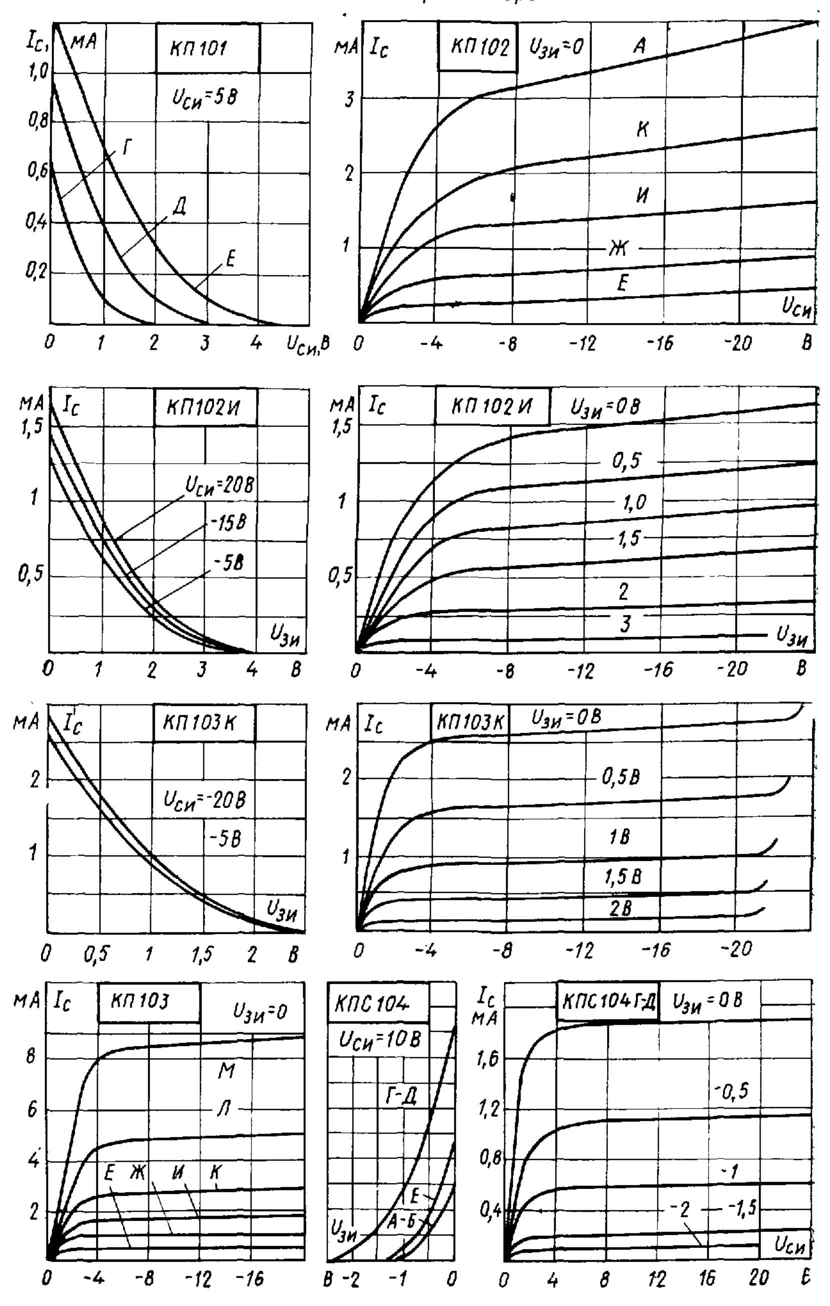
Тип	$I_{С\,нач}$, мА, при $U_{ЗИ}=0$	S, мА/В при $U_{ЗИ}=0$ или $I_С$—8,9,10)	$\lvert U_{ЗИ\,пор}\rvert$, ($\lvert U_{ЗИ_В\,пор}\rvert$),	$R_{к0}$, кОм, (Ом) при $U_{СИ}=0,2$ В	$К_ш$, дБ ($E_ш$, мВ/$\sqrt{Гц}$)
КП305Д	2) ≈ 1	8) 5,2 — 10,5	6) ⩽ 6	(≈ 190)	⩽ 7,5
КП305Е	≈ 1	4,0 — 8,0	⩽ 6	—	⩽ 7,5
КП305Ж	≈ 1	5,2 — 10,5	⩽ 6	—	⩽ 6,5
КП305И	—	4,0 — 10,5	⩽ 6	—	⩽ 6,5
КП307А	2) 3,0 — 9,0	2) 4,0 — 9,0	6) 0,5 — 3,0	—	(⩽ 20)
КП307Б	5,0 — 15	5,0 — 10,0	1,0 — 5,0	—	(⩽ 2,5)
КП307В	5,0 — 15	5,0 — 10,0	1,0 — 5,0	—	⩽ 6
КП307Г	8,0 — 24	6,0 — 12,0	1,5 — 6,0	—	(⩽ 2,5)
КП307Д	8,0 — 24	6,0 — 12,0	1,5 — 6,0	—	⩽ 6
КП307Е	1,5 — 5,0	3,0 — 8,0	0,5 — 2,5	—	(⩽ 20)
КП307Ж	3,0 — 25	4,0 ⩽	⩾ 7,0	—	—
КП308А	2) 0,4 — 1,0	2) 1,0 — 4,0	5) 0,2 — 1,2	—	(⩽ 20)
КП308Б	0,8 — 1,6	1,0 — 4,0	0,3 — 1,8	—	(⩽ 20)
КП308В	1,4 — 3,0	2,0 — 6,5	0,4 — 2,4	—	(⩽ 20)
КП308Г	—	—	1,0 — 6,0	(230 — 250)	—
КП308Д	—	—	1,0 — 3,0	(⩽ 500)	—
КП312А	3) 8,0 — 25,0	3) 4,0 — 5,8	6) 2,5 — 8,0	(≈ 250)	⩽ 4
КП312Б	1,5 — 7,0	2,0 — 5,0	0,8 — 6,0		⩽ 6
КП350А	3) ⩽ 3,5	2), 9) —	7) —	(≈ 180)	⩽ 6
КП350Б	⩽ 6,0	S_1 ⩽ 10,0	0,7 — 6,0	—	⩽ 6
КП350В	⩽ 6,0	S_2=0,6—0,85	0,5	—	⩽ 8
КП901А	4) 15,0 — 200	10) 50,0—160	—	—	—
КП901Б	15,0 — 200	60,0—170	—	(≈ 17)	—
КП903А	2) 120 — 700	2) 85—140	6) 5,0 — 12,0	3,0 — 9,8	(⩽ 5)
КП903Б	60 — 480	50,0—130	1,0 — 6,5	2,0 — 21,0	(⩽ 5)
КП903В	90 — 600	60,0—140	1,0 — 10,0	2,0 — 10,0	(⩽ 5)

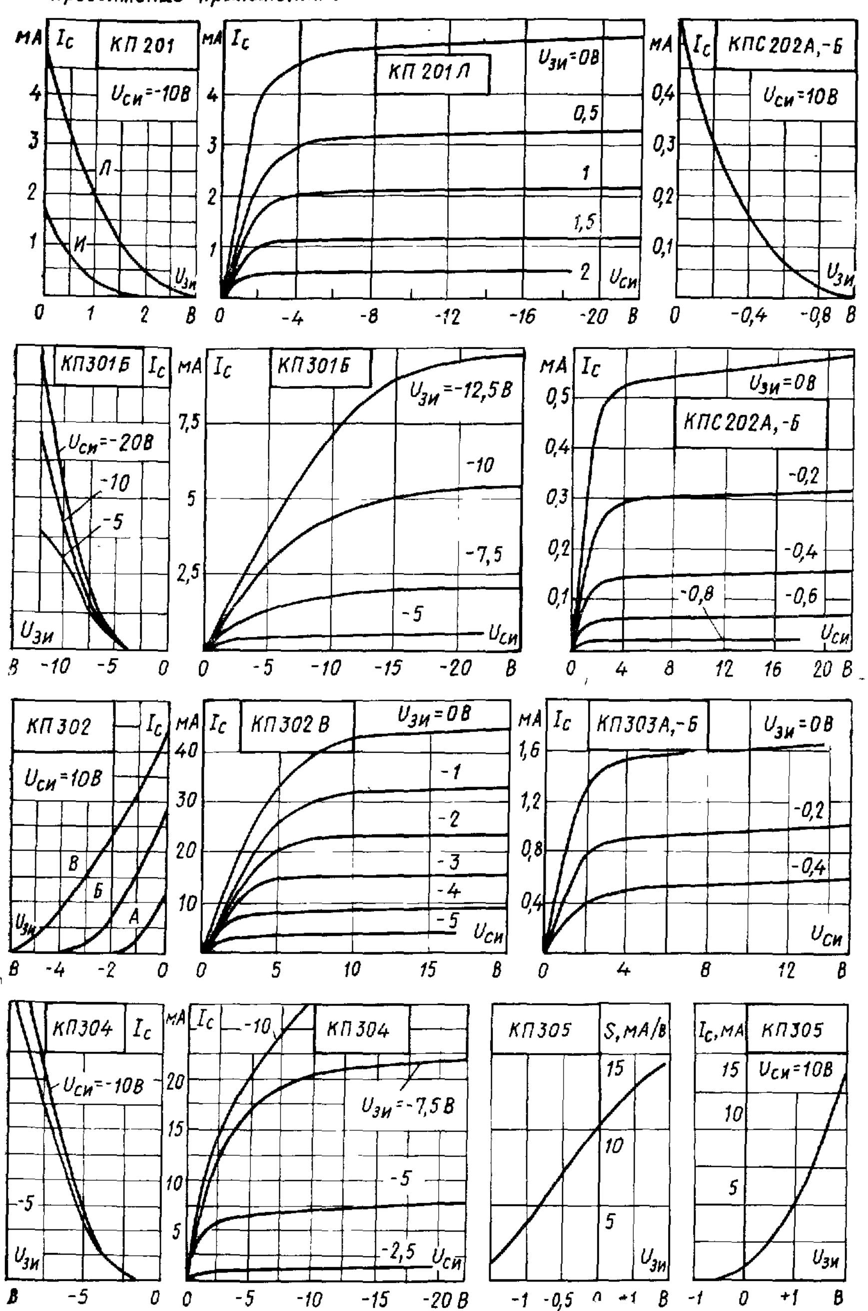
Примечание. Цифрами со скобками отмечены следующие режимы измерений: 1) при $|U_{СИ}|=5$ В; 2) при $|U_{СИ}|=10$ В; 3) при $|U_{СИ}|=15$ В; 4) при $|U_{СИ}|=20$ В; 5) при $I_С=1$ мкА; 6) при $I_С=10$ мкА; 7) при $I_С=100$ мкА; 6) при $I_С=5$ мА; 9) при $I_С=10$ мА; 10) при $I_С=0,5$ А.

Приложение 2. Внешнее оформление, расположение и обозначения электродных выводов полевых транзисторов.

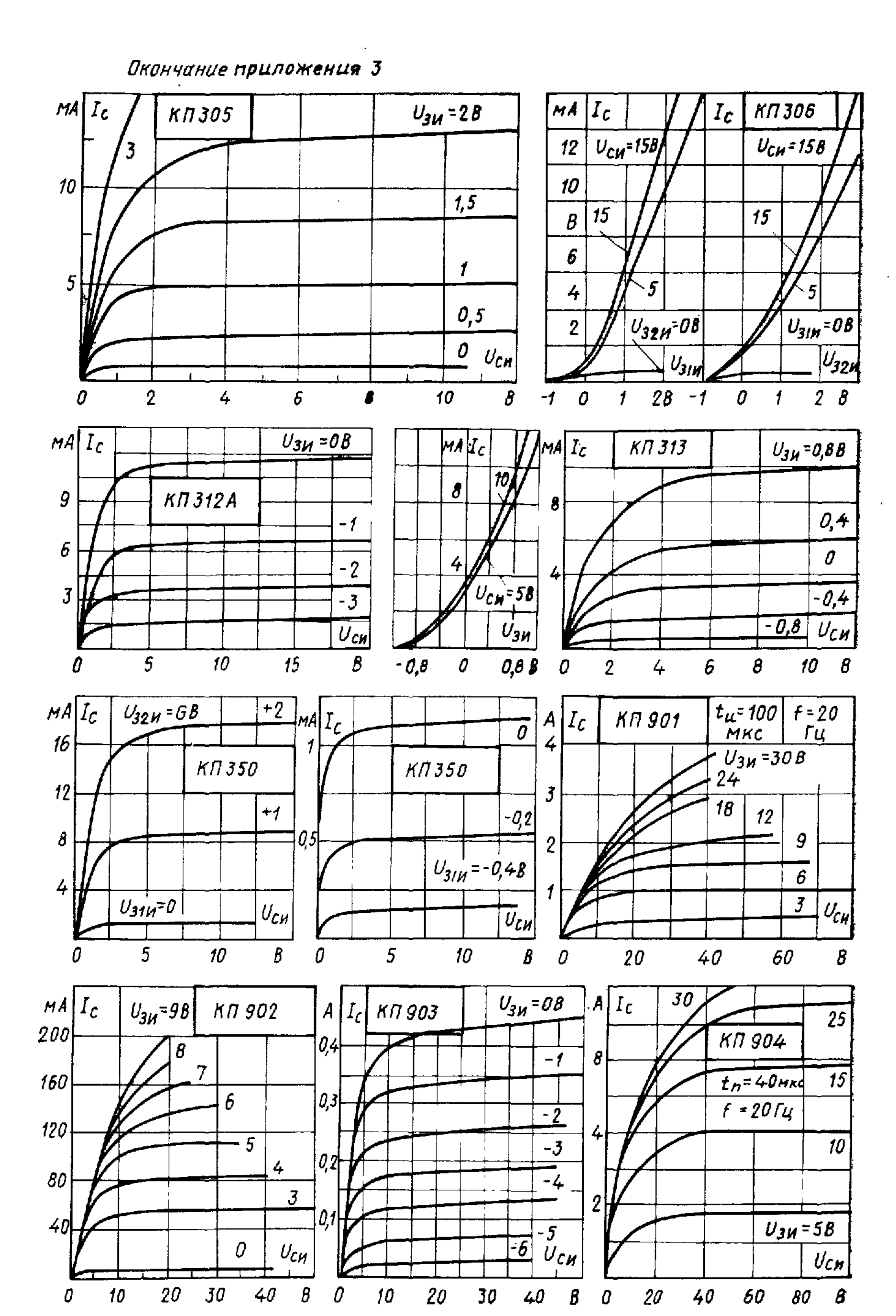


Приложение 3. Основные статические характеристики полевых транзисторов





мА
I_c
КП 201
$U_{си}$=-10В
Л
И
$U_{зи}$
0 1 2 В
мА
I_c
КП 201 Л
$U_{зи}$=0В
0,5
1
1,5
2
$U_{си}$
0 -4 -8 -12 -16 -20 В
мА
I_c
КПС 202А,-Б
$U_{си}$=10В
0,4
0,3
0,2
0,1
$U_{зи}$
0 -0,4 -0,8 В
КП301Б
I_c
$U_{си}$=-20В
-10
-5
$U_{зи}$
В -10 -5 0
мА
I_c
КП301Б
$U_{зи}$=-12,5В
-10
-7,5
-5
$U_{си}$
7,5
5
2,5
0 -5 -10 -15 -20 В
мА
I_c
$U_{зи}$=0В
КПС202А,-Б
-0,2
-0,4
-0,6
-0,8
$U_{си}$
0,5
0,4
0,3
0,2
0,1
0 4 8 12 16 20 В
КП302
I_c
$U_{си}$=10В
В
Б
А
$U_{зи}$
В -4 -2 0
мА
I_c
КП302В
$U_{зи}$=0В
-1
-2
-3
-4
-5
$U_{си}$
40
30
20
10
0 5 10 15 В
мА
I_c
КП303А,-Б
$U_{зи}$=0В
-0,2
-0,4
$U_{си}$
1,6
1,2
0,8
0,4
0 4 8 12 В
КП304
I_c
$U_{си}$=-10В
-5
$U_{зи}$
В -5 0
мА
I_c
-10
КП304
$U_{зи}$=-7,5В
-5
-2,5
$U_{си}$
20
15
10
5
0 -5 -10 -15 -20 В
КП305
S, мА/В
15
10
5
$U_{зи}$
-1 -0,5 0 +1 В
I_c, мА
КП305
$U_{си}$=10В
15
10
5
$U_{зи}$
-1 0 +1 В


КП305
мА I_c
$U_{зи}$=2В
3
1,5
1
0,5
0
$U_{си}$
КП306
$U_{си}$=15В
$U_{з2и}$=0В
$U_{з1и}$=0В
$U_{з1и}$
$U_{з2и}$
КП312А
$U_{зи}$=0В
-1
-2
-3
$U_{си}$=5В
$U_{зи}$
КП313
$U_{зи}$=0,8В
0,4
0
-0,4
-0,8
КП350
$U_{з2и}$=6В
+2
+1
$U_{з1и}$=0
$U_{з1и}$=-0,4В
-0,2
КП901
$t_и$=100 мкс
f=20 Гц
$U_{зи}$=30В
24
18
12
9
6
3
КП902
$U_{зи}$=9В
8
7
6
5
4
3
0
КП903
$U_{зи}$=0В
-1
-2
-3
-4
-5
-6
КП904
$t_и$=40мкс
f=20Гц
30
25
15
10
$U_{зи}$=5В
$U_{си}$
А
В

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

Петухов В. М., Талыгин В. И., Хрулев А. К. Транзисторы полевые. — М.: Советское радио, 1978. — 144 с.

Игумнов Д. В., Громов И. С. Эксплуатационные параметры и особенности применения полевых транзисторов. — М.: Радио и связь, 1981. — 160 с.

Ричман П. Физические основы полевых транзисторов с изолированным затвором: Пер. с англ. — М.: Энергия, 1971. — 142 с.

Милехин А. Г. Радиотехнические схемы на полевых транзисторах. — М.: Энергия, 1976. — 144 с.

Игнатов А. Н. Полевые транзисторы и их применение в технике связи. — М.: Связь, 1979. — 192 с.

Усилители с полевыми транзисторами/Под ред. Степаненко И. П. — М.: Советское радио, 1980. — 192 с.

Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам/Под ред. Горюнова Н. Н. — М.: Энергия, 1976. — 744 с.

Транзисторы для аппаратуры широкого применения. Справочник/Под ред. Перельмана Б. Л. — М.: Радио и связь, 1981. — 656 с.

Мелен Р., Гарланд Г. Интегральные микросхемы с КМОП-структурами: Пер. с англ. — М.: Энергия, 1979. — 160 с.

Магден И. Н., Сухарев Ю. Г. Новые полупроводниковые приборы. — М.: Знание, 1975. — 64 с.

Бочаров Л. Н. Электронные приборы. — М.: Энергия, 1979. — 368 с.

Бочаров Л. Н. Полевые транзисторы. — М.: Энергия, 1976. — 80 с.

Бочаров Л. Н., Жебряков С. К., Колесников И. Ф. Расчет электронных устройств на транзисторах. — М.: Энергия, 1978. — 208 с.

Харченко В. М. Основы электроники. — М.: Энергия, 1982. — 352 с.

СОДЕРЖАНИЕ